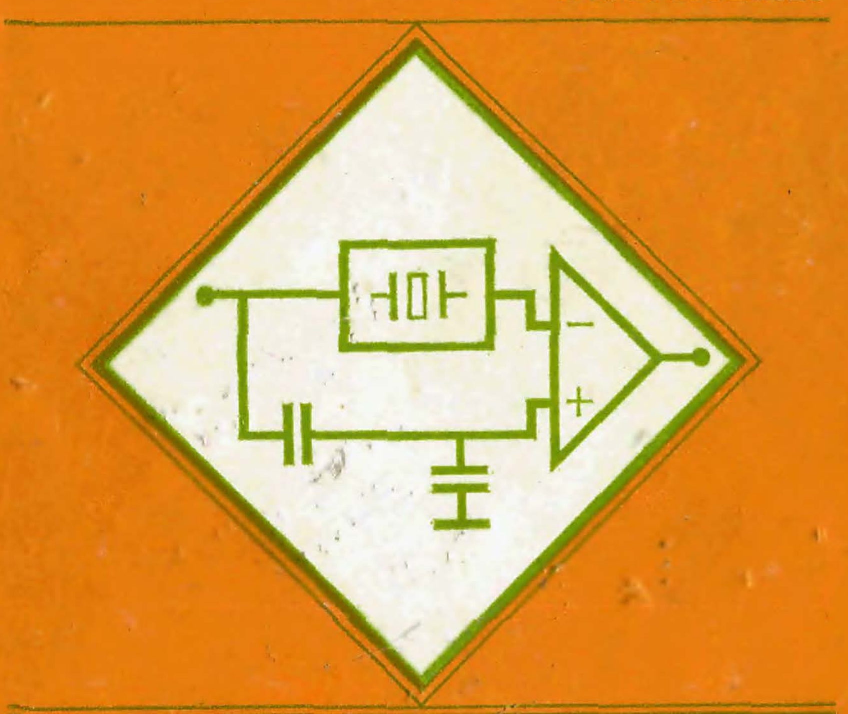
АНАЛОГОВЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ В РАДИОАППАРАТУРЕ

М. У. БАНК



М. У. БАНК

АНАЛОГОВЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ В РАДИО-АППАРАТУРЕ



МОСКВА «РАДИО И СВЯЗЬ» 1981

ББК 32.844.1
Б23
УДК 621.396.6.049.77

Банк М. У.

Б23 Аналоговые интегральные схемы в радиоаппаратуре. — М.: Радио и связь, 1981. — 136 с., ил.

45 к.

Рассмотрены классификация, параметры и функциональные возможности аналоговых интегральных схем, а также применение их в устройствах радиоприемной, телевизионной, звукоусилительной, студийной, измерительной и другой аппаратуры. Особое внимание уделяется специфическим вопросам применения операционных усилителей и перемножителей. Приводится порядок расчета активных фильтров. В книге представлены более 100 принципиальных электрических схем различных функциональных узлов.

Книга рассчитана на широкий круг инженеров и техников, начинающих применять интегральные схемы.

Б $\frac{30404-014}{045(01)-81}$ 5—81 2402020000

ББК 32.844.1
6Ф0.3

РЕЦЕНЗЕНТ М. М. РОЖКОВ

ПРЕДИСЛОВИЕ

В течение нескольких лет существенно изменились и продолжают изменяться устройства радиосвязи. Уменьшаются габариты, повышается надежность, улучшаются технические характеристики, вводятся электронные системы управления. Во многом этот процесс связан с переходом от дискретных элементов к интегральным схемам.

Очевидно, что для эффективного и полного использования всех преимуществ интегральных схем необходимо располагать сведениями как о создании самих интегральных схем, так и об особенностях их применения.

Вопросам расчета, проектирования, изготовления и параметрам интегральных схем посвящено уже достаточно большое количество трудов, в то время как вопросам проектирования различных устройств на интегральных схемах посвящаются лишь отдельные главы в некоторых книгах. Эта книга является попыткой восполнить этот пробел. При этом большая часть описываемых устройств относится к бытовой технике.

Книгу можно условно разбить на три части. Общие вопросы применения аналоговых интегральных схем (гл. 1—3), активные фильтры (гл. 4) и вопросы проектирования аппаратуры (гл. 5—9).

В первой части уделено большое внимание параметрам и функциональным возможностям перемножителей, компараторов, ряда специализированных интегральных схем.

Особенностью раздела об активных фильтрах является объединение всех этапов от анализа требований до настройки звеньев фильтра.

В отличие от многих книг по применению новых элементов, третья часть построена не по функциональному признаку (усилители, детекторы, модуляторы и т. д.), а по видам аппаратуры (приемники, телевизионные устройства, измерительная аппаратура и т. д.).

В этой части автор обращает внимание на то, что применение интегральных схем позволяет получить не только конструктивные или технологические преимущества, но и обеспечить улучшение основных параметров радиоустройств.

Почти все примеры третьей части книги даны в виде принципиальных схем на отечественных интегральных схемах.

При подготовке рукописи автор кроме цитируемой литературы использовал результаты работ и полезные советы многих коллег, которым он приносит глубокую благодарность.

Материалы, излагаемые в книге, подробно обсуждались на занятиях Ленинградского народного университета микроэлектроники в 1975—1976 гг.

Автор благодарен рецензенту М. М. Рожкову за ряд полезных замечаний, способствовавших улучшению книги.

Отзывы о книге просьба присылать по адресу: 101000, Москва, Чистопрудный бульвар, 2, изд-во «Радио и связь».

Глава 1

ОБОЗНАЧЕНИЯ, ПАРАМЕТРЫ И НАЗНАЧЕНИЕ ИС

Промышленность выпускает интегральные схемы (ИС), классифицируя их по сериям. Серии представляют собой наборы схем, объединенные аналогичными схемными решениями, технологическими процессами и конструкцией, и обычно предназначены для определенного вида аппаратуры. Очевидно, что такая классификация не всегда удобна, так как часто сходные по назначению ИС оказываются в различных сериях. Например, если требуется выбрать операционный усилитель (ОУ), то удобнее иметь сводку параметров независимо от того, к какой серии относится тот или иной ОУ.

В основу подразделения ИС, рассматриваемого далее, положено назначение серии или отдельной ИС.

В этой главе рассматриваются основные параметры ИС, при этом наибольшее внимание уделяется тем параметрам, которые являются новыми для специалистов, знакомых с транзисторной техникой, но не применявших ИС.

Материалы этой главы должны помочь читателю освоить большое многообразие аналоговых ИС, выпускаемых отечественной промышленностью. Изложение сведений о параметрах ИС предполагает знакомство читателя с основными понятиями о видах входных и выходных сигналов в дифференциальных каскадах и в самом общем виде с вопросами построения интегральных схем [3, 10].

В обозначение ИС входит трехзначный номер серии. Серии, номера которых начинаются с цифры 1, 5 или 7 — полупроводниковые (монолитные), с цифры 2, 4, 5 или 8 — гибридные, с цифры 3 — прочие, в том числе керамические.

Буква К в начале обозначения означает, что серия предназначена для изделий широкого применения. Наименование отдельной ИС складывается из номера серии, двух букв, обозначающих функциональное назначение ИС, числа, определяющего порядковый номер ИС в серии. В некоторых случаях в конце наименования ИС стоит буква, различающая группы ИС по напряжению питания или другому параметру [2].

Например, название операционного усилителя 140УД6 означает, что данная ИС является шестой в серии 140, выполненной по полупроводниковой (монолитной) технологии. Интегральные схемы, выпущенные до 1 июля 1974 г., называются иначе. Буквы, обозначающие вид микросхемы, ставятся между первой и второй цифрами в обозначении серии. Например, первый широко известный операционный усилитель серии К140—К140УД1 назывался ранее К1УТ401.

Все серийно выпускаемые аналоговые ИС можно разделить на специализированные и универсальные, которые в свою очередь разделяются на ряд групп (рис. 1.1).

Специализированной ИС будем называть интегральную схему, преимущественно используемую для построения определенного функционального узла или части устройства.

Универсальной интегральной схемой будем называть ИС, используемую для различных функциональных узлов

При проектировании аппаратуры связи вначале стали применяться специализированные ИС. Они представляли собой функциональные узлы, построенные, как правило, по традиционной схеме, причем катушки индуктивности и конденсаторы большой емкости, которые миниатюризации не поддавались, были внеш-

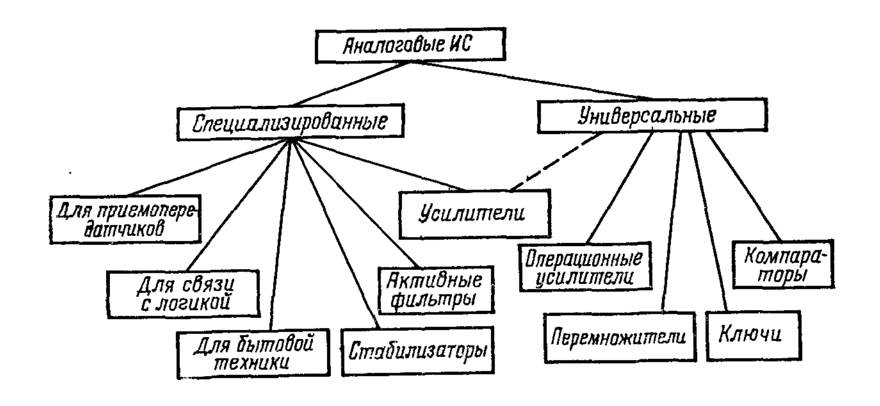


Рис. 1.1. Пример классификации аналоговых ИС

ними элементами. Сначала эти схемы были, как правило, гибридными, затем они стали выпускаться и в полупроводниковом исполнении. Одновременно с этим стали выпускаться интегральные операционные усилители (ОУ), широко используемые в аналоговой вычислительной технике. Хорошо известно, что, используя ОУ с различными цепями обратной связи, можно создать множество разнообразных функциональных узлов радиосистем. Очевидно, что пока ОУ изготовлялись на дискретных элементах, применение их в радиоаппаратуре было ограниченным. Положение изменилось, когда появились полупроводниковые ИС операционных усилителей. Оказалось, что ОУ в интегральном исполнении могут иметь чрезвычайно хорошие электрические параметры при довольно низкой стоимости. Производство ОУ стало резко расти. Оказалось выгодным как с электрической, так и с экономической точек зрения использовать ОУ в качестве универсальной ИС для построения различных функциональных узлов. При этом, как будет показано ниже, аппаратура, спроектированная с использованием ОУ, часто имеет параметры, не достижимые без применения ОУ.

Все сказанное можно отнести и к появившимся несколько позже интегральным схемам перемножителей. Разработанные для применения в модуляторах или других узлах, они стали широко применяться во всевозможных устройствах, позволяя достичь высоких показателей.

К универсальным ИС обычно относят также компараторы и ключи. ИС ключей, кроме своего прямого назначения, используются в различных целях, например, для коммутации сигналов, для схем синхронных детекторов, для построения дифференциальных каскадов.

Данную классификацию нельзя считать совершенной. Например, в группе усилителей специализированных ИС, как видно из дальнейшего, имеются схемы дифференциальных каскадов, используемые значительно шире. Тем не менее она удобна для описания параметров ИС и для их сопоставления.

Универсальным ИС ниже уделяется значительно большее внимание, во-первых, потому что они гораздо шире применяются, а во-вторых, потому что их применение требует особого подхода, в то время как для применения специализированных микросхем часто достаточно сведений, приводимых в паспорте или справочнике [11].

1.1. Специализированные ИС

Рассмотрим отдельно группы, относящиеся к специализированным ИС. Первая группа ИС состоит из серий, каждая из которых образует комплект схем для приемопередатчика. Прежде всего сле-

дует отметить серию 435, выпускаемую взамен серии 235, куда входят 14 интегральных схем. Используя эти ИС, можно построить связные устройства в диапазоне до 150 МГц с использованием АМ, ЧМ и ОБП.

К этой же группе можно отнести ИС типов 277ГС1 и 280ГС1 кварцевых генераторов, ИС 261ХА1 усилителя с детектором и ряд других.

Вторая группа представляет собой ИС усилителей переменного тока. Сюда относятся ИС серии 122 в металло-стеклянном или 118 в пластмассовом корпусе. В эти серии входят низкочастотные дифференциальные и каскодные усилители.

Высокочастотные дифференциальные усилители входят в серию 175. Например, ИС 175УВ4 может работать на частотах до 150 МГц. Дифференциальные каскады 122 и 175 серий находят применение не только в качестве усилителей, но и в качестве преобразователей частоты, регулируемых каскадов, генераторов, поэтому их с полным правом можно отнести и к универсальным ИС.

К универсальным можно отнести также и УНЧ типа К538УН1 и такие же двойные усилители К548УН1. Это малошумящие усилители с коэффициентом усиления до $2 \cdot 10^5$, позволяющие с помощью частотно-зависимых внешних цепей получать различные предварительные усилители. Они могут применяться вместо операционных усилителей в тех случаях, когда не требуется нулевого постоянного напряжения на выходе.

Следует отметить ИС серии 504 на частоты до 20 кГц, ИС типа 516УП1 на частоты до 100 МГц и серии МДП усилителей инфранизких частот типа 167.

Из гибридных схем усилителей упомянем серии 284 — усилители на полевых транзисторах, 226 — малошумящие усилители на полевых транзисторах, ИС типа К401УВ1 — широкополосный усилитель на частоты до 300 МГц, высокочастотные усилители серии 285.

Выходные усилители низкой частоты могут быть выполнены на ИС типов 1УС481 и 1УС747 на 1 Вт и более мощные — К174УН5, К174УН7 и К174УН8. Примером мощного усилителя низкой частоты является ИС К403УН1, обеспечивающая выходную мощность 50 Вт при коэффициенте гармоник 0,5%.

Третья группа представляет собой ряд усилительных и преобразовательных ИС, предназначенных для связи с логическими схемами или для устройств автоматического управления. К ним относятся серии 266, 251, 218 и 228, а также ИС аналого-цифровых преобразователей, например, серии 296.

В четвертую группу схем входят следующие ИС, предназначенные для бытовой техники:

серия К237 — набор ИС для радиовещательных приемников II класса и магнитофонов [9];

серия К157 — содержащая набор ИС для АМ тракта приемника;

серия К224 — содержащая более пятидесяти ИС, выполненных по толстопленочной технологии и предназначенных для радиовещательных и связных приемников, цветных телевизоров, фотоэкспонометров;

серия К245 — ИС, охватывающие маломощную часть трактов изображения и звука телевизора;

видеоусилители серии К278.

К более совершенным ИС для бытовой техники относятся ИС типа 526УР1 — усилитель-ограничитель с детектором, К513УЕ1 — усилитель для микрофонов и, наконец, ИС для телевизоров и радиоприемников серии К174, в которую кроме уже отмеченных усилителей низкой частоты входят ИС типа К174УР1 — усилитель ПЧ и детектор телевизионного звукового канала, К174АФ1 — селектор и генератор строк, К174АФ2 и К174АФ3 — селектор и формирователь кадрового синхроимпульса, К174УР2 — УПЧ и детектор канала изображения, К174УП1 — усилитель яркостного сигнала, К174ХА1 — схема выделения цветоразностного сигнала, К174УР3 — усилитель ПЧ и детектор ЧМ тракта радиоприемника, К174ХА2 — АМ тракт радиоприемника.

В пятую группу входят стабилизаторы напряжения питания ИС типов К142ЕН1, К142ЕН2 и К278ЕН1 и К278ЕН2, обеспечивающие при $U_{вых}=12$ В и $I_{вых}=2{,}5$ А коэффициент пульсации менее 0,012. Преобразователи напряжения и регулирующие элементы выполнены на ИС типов 286ЕП1 и 286ЕП2. Выпрямители с умножением напряжения на два можно выполнить на ИС типов 299ЕВ1 и 299ЕВ2.

Примерами специализированных ИС активных фильтров — шестая группа — являются ИС серии 273, содержащие настроенные полосовые фильтры и фильтры нижних частот до 6-го порядка.

Специально для построения активных фильтров предназначены ИС типов 529УП1 и 2СС842, позволяющие построить фильтр седьмого порядка.

1.2. Универсальные ИС

Интегральные схемы операционных усилителей. Построение современных ИС операционных усилителей изложено в [3]. Далее приводятся необходимые пояснения к параметрам и их значения для основных типов операционных усилителей аналогично их изложению в [4].

1. *Напряжение источника питания* $U_{и.п.}$ (В зарубежной литературе и каталогах обозначается Tot. Volt.) Напряжение питания операционного усилителя двуполярное, причем напряжения обеих полярностей не всегда одинаковы по абсолютной величине, например активный фильтр, построенный на ОУ типа К140УД1, при отношении положительного напряжения питания к отрицательному 2 : 1 оставался работоспособным при уменьшении суммарного напряжения питания до 4,5 В. В каталогах может быть указано общее напряжение питания, например 30 В. Это означает, что источник должен иметь напряжения ± 15 В

2. *Потребляемый ток* $I_{пот}$ (Supply Current), типичные значения которого от 1,5 до 10 мА. Если ток в цепи положительного питания несколько отличается от тока в цепи отрицательного питания, то потребляемый ток можно принимать равным их среднему значению. Примерами микромощных ОУ являются 153УД4 и 140УД12.

Иногда вместо потребляемого тока каталоги приводят значение потребляемой мощности (Supply Power), которое можно вычислить по формуле

$$P_{пот} = I_{пот}(U_{и.п+} + |U_{и.п-}|).$$

3. *Коэффициент усиления по постоянному току* K_{yU0} (Open loop voltage gain) определяется отношением выходного напряжения ОУ без обратной связи к дифференциальному входному напряжению, равному разности потенциалов между входными зажимами ОУ при возбуждении постоянным током. Значения коэффициента усиления приводятся либо в относительных единицах, либо в децибелах, либо в вольтах на милливольт. Часто параметр K_{yU_0} имеет более широкий смысл — коэффициент усиления ОУ без обратной связи.

Наибольший K_{yU_0} имеют ОУ типов К140УД2, К153УД1 (К553УД1), 710УД1, К140УД8, 153УД5, 551УД1, 140УД14.

4. *Входное напряжение смещения нуля* $U_{см}$ определяется дифференциальным напряжением, которое необходимо подать на вход ОУ, чтобы выходное напряжение было равно нулю. Входное напряжение смещения зависит от температуры и напряжения питания. Типичные значения $U_{см}$ от 3 до 7 мВ. Наименьшие $U_{см}$ имеют ОУ типов 140УД6, 140УД7, 153УД3, 153УД5, 153УД6, 551УД1, 140УД14. В каталогах приводятся значения $U_{см}$, соответствующие комнатной температуре.

5. *Входной ток* $I_{вх}$ (Input Bias Current, I_0) определяется током генератора, подключенного к обоим входам ОУ для получения выходного напряжения, равного нулю. Фактически ток этого генератора компенсирует базовый ток или ток затвора входных транзисторов, а точнее полусумму входных токов дифференциального каскада. В схемах на биполярных транзисторах $I_{вх}$ составляет 10 нА — 10 мА, на полевых транзисторах до 10 пА. Значения $I_{вх}$, указываемые в каталогах, соответствуют комнатной температуре.

6. *Разность входных токов* $\Delta I_{вх}$ (Input Offset Current, I_{0s}) определяется разностью токов смещения входных транзисторов. Обычно $\Delta I_{вх}$ в 3—10 раз меньше $I_{вх}$. Наименьшие $\Delta I_{вх}$ имеют ОУ типов 740УД4, 541УД1, К140УД6, К140УД8, 744УД1, 153УД5, 153УД6, 284УД2, 544УД1, 544УД2, 551УД1.

7. *Допустимое синфазное напряжение* $U_{сф.вх\,max}$ (Common Mode Voltage Range) — максимальное синфазное напряжение, при котором еще гарантируются выполнение нормы на ослабление синфазного сигнала и работоспособность схемы. Косвенно этот параметр характеризует линейность схемы. Типичные значения $U_{сф.вх\,max}$ от 5 до 25 В.

8. *Допустимое дифференциальное входное напряжение* $U_{вх\,max}$ (Differential Iuput Voltage) определяет допустимое входное напряжение, при котором схема остается работоспособной. Типичные значения $U_{вх\,max}$ от 10 до 15.

9. *Относительное ослабление синфазного сигнала* $K_{ос.сф}$ (Common Made Rejection Ratio, CMRR) показывает, во сколько раз входное дифференциальное напряжение меньше входного синфазного напряжения при условии, что оба напряжения вызывают одинаковое выходное напряжение. Большая величина $K_{ос.сф}$ говорит о способности усилителя различать малый дифференциальный сигнал на фоне большого синфазного сигнала. Следует иметь в виду, что $K_{ос.сф}$ нелинейно зависит от величины $U_{сф.вх}$, в особенности для ОУ с полевым транзистором на входе. Типичные значения $K_{ос.сф}$ от 60 до 80 дБ. ИС типа 153УД5 имеет $K_{ос.сф}$ более 90 дБ.

10. *Входное сопротивление (для дифференциального сигнала)* $R_{вх}$ (Differential Inpit Impedanse R_{in}) определяется шунтированием цепи, подключенной к входным зажимам ОУ, при отсутствии обратной связи. Типичные значения $R_{вх}$ колеблются от нескольких до сотен килоом, а у ОУ с транзисторами супер-β (140УД14) или с полевыми транзисторами на входе (140УД8) до сотен мегом. Иногда представляет интерес входное сопротивление, измеренное между каждым из входов и землей. В этом случае говорят о входном сопротивлении для синфазного сигнала ($R_{вх.сф}$, R_{icm}).

11. *Максимальное выходное напряжение* $U_{вых\,max}$ (Output Voltage Swing, U_{0m}) определяется максимальным (пиковым) напряжением симметричного сигнала на выходе. Типичные значения $U_{вых\,max}$ составляют 80% от $U_{и.п}$. Значение $U_{вых\,max}$ определяется совместно со значением максимального выходного тока.

12. *Максимальный выходной ток* $I_{вых\,max}$ (Output Current, I_{0m}) определяется током, при котором ОУ остается работоспособным. Совместно с напряжением $U_{вых\,max}$ ток $I_{вых\,max}$ определяет нагрузочную характеристику ОУ. Типичные значения $I_{вых\,max}$ от 2 до 10 мА. Наибольшее значение $I_{вых\,max}$ имеют ОУ типов К140УД2, К284УД1, 140УД9.

13. *Выходное сопротивление* $R_{вых}$ (Open loop output impedance, R_{out}) *определяется шунтированием цепи, подключенной к выходу* ОУ при отсутствии обратной связи. Типичные значения $R_{вых}$ от 100 до 500 Ом.

14. Температурный дрейф напряжения смещения $\Delta U_{см}/\Delta T$ (Input offset voltage drift) характеризует чувствительность напряжения смещения к изменению температуры. Следует иметь в виду, что $\Delta U_{см}/\Delta T$ зависит от температуры, причем закон этой зависимости заранее предвидеть трудно. В некоторых случаях при изменении температуры изменяется знак величины $\Delta U_{см}/\Delta T$. Вполне возможно, что реальное изменение напряжения смещения в интервале температур от T_1 до T_2 будет меньше величины $\Delta U_{см}/\Delta T$ (T_2-T_1).

Тем не менее, если не имеется графиков $U_{см}=f(T)$ для данного ОУ, то приходится рассчитывать на худший случай ($\Delta U_{см}/\Delta T \times \times (T_2-T_1)$. Типичные значения $\Delta U_{см}/\Delta T$ составляют единицы или

десятки микровольт на градус и тем меньше, чем меньше величина $\Delta U_{см}$.

15. *Дрейф напряжения смещения от изменения напряжения источника питания* $\Delta U_{см}/\Delta U_{и.п}$ оценивает чувствительность напряжения смещения к изменению напряжения питания. Типичные значения $\Delta U_{см}/\Delta U_{и.п}$ составляют десятые доли мВ/В.

16. *Температурный дрейф уровня входного тока смещения* $\Delta I_{вх}/\Delta T$ (Input bias current drift) определяет чувствительность входного тока к изменению температуры. Типичные значения $\Delta I_{вх}/\Delta T$ составляют десятки нА/°С.

17. *Температурный дрейф разности входных токов* $\Delta\Delta I_{вх}/\Delta T$ (Input offset current drift), как и $\Delta U_{см}/\Delta T$, имеет большое значение, так как изменения $\Delta I_{вх}$ и $U_{см}$ плохо поддаются компенсации. Типичные значения $\Delta\Delta I_{вх}/\Delta T$ от 3 до 30 нА/°С. Обычно чем меньше $\Delta I_{вх}$, тем меньше $\Delta\Delta I_{вх}/\Delta T$.

18. *Дрейф коэффициента усиления* $\frac{\Delta K_{yU_0}}{K_{yU_0}}\cdot 100\%$ показывает возможное процентное изменение K_{yU_0} в течение времени. Типичные значения $\frac{\Delta K_{yU_0}}{K_{yU_0}}\cdot 100\%$ составляют 30—60%.

19. *Частота единичного усиления* f_1 (Unity gain bandwidth или gain bandwidth product) определяется частотой при которой ОУ с разомкнутой обратной связью имеет коэффициент усиления, равный единице. При этом, как будет ясно из дальнейшего, на частотах, близких к f_1, могут передаваться сигналы малых амплитуд. Типичные значения f_1 для современных ОУ составляют от 1 до 10 МГц. Наибольшее значение имеют ОУ типов К140УД1, 140УД10, 140УД11, 574УД1, 544УД2.

20. *Частота среза или полоса на уровне 0,7*, обозначаемая $f_{0,7}$ (3дВ, *Bw*), на которой усиление ОУ без обратной связи составляет 0,7 от K_{yU0}. Типичные значения этого параметра выпускаемых ОУ от 0,2 до 1 МГц.

21. *Скорость нарастания выходного сигнала* $V_{U\,вых}$ (Slew Rate, *SR*, ρ) определяет возможность использования ОУ на высоких частотах. Измеряется $V_{U\,вых}$ путем подачи на вход ОУ прямоугольного импульса максимально допустимой величины. Операционный усилитель в этом случае работает в режиме повторителя. При менее глубокой обратной связи значения $V_{U\,вых}$ будут выше. Скорость нарастания определяется отношением $\Delta U_{вых}$ к Δt.

Для проектирования радиоаппаратуры связи большое значение имеет то, как ОУ реагирует на синусоидальный сигнал. Пусть при подаче на вход синусоидального сигнала напряжение на выходе $u = U_{вых}\sin 2\pi ft$. Тогда скорость нарастания $dU/dt = 2\pi fU_{вых}\cos 2\pi ft$.

Максимальное значение скорости нарастания будет соответствовать $\cos 2\pi f_{max}t = 1$, тогда $V_{U\,max} = 2\pi f_{max}U_{вых\,max}$ или $f_{max} = \frac{V_{Umax}}{2\pi U_{вых\,max}}$. Полученное выражение означает, что максимальная частота неискаженного сигнала связана с максимальным выходным напряжением обратно пропорциональной зависимостью. Иног-

да в качестве параметра ОУ указывается максимальная частота при полной мощности, зная которую можно приблизительно определить $V_{U\,вых}$. Типичные значения $V_{U\,вых}$ выпускаемых ОУ от 0,1 до 5 В/мкс. Наибольшее значение $V_{U\,вых}$ имеют ОУ типов К140УД1, К140УД8, 744УД1, 140УД10, 140УД11 и 574УД1.

22. *Шумовые параметры*, описывающие шумовые свойства ОУ, обычно не указываются в каталогах. В литературе можно встретить различные способы описания шумовых свойств. В некоторых случаях указывается, например, напряжение шума, приведенное к входу ($U_{ш.вх}$). При этом подразумеваются полоса частот и сопротивление генератора ($R_г$). Так, ОУ К140УД1, 153УД11, 544УД1 и 153УД4 имеют $U_{ш.вх}$ в полосе 200—20 000 Гц около 2—5 мкВ. Другим способом задания шумовых свойств является указание на ЭДС шума ($E_ш$) и тока шума ($I_ш$).

ЭДС шума — дифференциальное напряжение входного шума, которое нужно подать на вход нешумящего ОУ при $R_г=0$ для достижения шума на выходе, равного выходному шуму реального ОУ.

Ток шума — шумовой ток, который нужно приложить к входу нешумящего усилителя при $R_г \gg R_{вх}$ для достижения шума на выходе, равного выходному шуму реального ОУ. (Примерами относительно малошумящих ОУ являются 544УД1, 744УД1, 284УД1 [5].)

В последние годы появились ОУ с регулируемым коэффициентом усиления, называемые за рубежом ОТА (Operational transconductance amplifiers) [6]; ОТА имеют дополнительный регулирующий вход. Коэффициент усиления ИС пропорционален току в этой цепи. Наличие регулирующего входа значительно расширяет возможности применения ОУ, при этом ОТА может работать не только как ОУ, но и как умножитель.

Интегральные схемы компараторов. Компараторы — это функциональные узлы, имеющие два значения выходного напряжения (единица или нуль).

В настоящее время компараторы проектируются либо на базе ОУ, либо на базе специальных ИС компараторов, например, 521СА2 и 521СА1. Построение ИС компараторов напоминает построение ИС операционных усилителей, но так как отсутствует режим малых выходных сигналов, схема компаратора упрощена и повышено его быстродействие. Выходные параметры ИС компараторов позволяют работать с несколькими логическими схемами.

Так, выходная мощность ИС 521СА2 достаточна для управления десятью ТТЛ ключами или обычным реле. Принципиальная схема ИС 521СА2 содержит два дифференциальных каскада, выходной эмиттерный повторитель, схему сдвига уровня и цепь ограничения.

Интегральная схема типа 521СА1 представляет собой двойной компаратор, имеет входы для стробирования. Когда на эти входы подан сигнал, соответствующий логической единице, компараторы находятся в рабочем состоянии.

Следует учитывать, что при подключении компаратора к источнику сигнала из-за протекания входного тока через внутреннее со-

противление последнего напряжение смещения может измениться.

Новым параметром, по сравнению с параметрами операционных усилителей, является время отклика ($t_{нас}$), которое зависит от степени насыщения, т. е. от величины входного напряжения до появления нового импульса. $t_{нас}$ у современных компараторов не более 200 нс.

Значение $t_{нас}$ соответствует разности опорного напряжения и напряжения скачка, равного 100 мВ. Для сравнения укажем, что время насыщения ИС К140УД1 — 800 нс, ИС К153УД1 — 5000 нс.

Кроме своего прямого назначения, ИС компараторов применяются для построения малогистерезисных триггеров Шмидта, аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей, генераторов импульсов, ШИМ модуляторов и других схем. Компараторами являются ИС 521СА3, К554СА1, К554СА2.

Интегральные схемы перемножителей. Интегральные схемы перемножителей функций быстро завоевывают большую популярность благодаря широкой универсальности и возможности получения хороших параметров. Процесс перемножения происходит во многих узлах радиоаппаратуры систем связи и прежде всего в модуляторах, преобразователях частоты и детекторах.

До последнего времени преобразователи частоты в основном строились на нелинейном элементе. Нелинейный элемент — это либо диод, либо активный прибор в нелинейном режиме. В этом случае при подведении напряжения принимаемого сигнала ($u_c = U_c \cos \omega_c t$) и гетеродина ($u_г = U_г \cos \omega_г t$) образуются кроме полезных ($U \cos(\omega_c \pm \omega_г) t$) много вредных составляющих, для устранения которых используется фильтр. Кроме появления этих составляющих, вредным действием нелинейного сопротивления может быть искажение закона модуляции.

Однако для преобразования частоты вовсе не обязательно наличие нелинейного сопротивления. Преобразование может осуществляться с помощью шестиполюсника, выходное напряжение которого линейно зависит от каждого из двух входных напряжений. Если $U_г$ — постоянное напряжение, неравное нулю:

$$u_{вых} = u_c K_c.$$

Если U_c — постоянное напряжение, неравное нулю:

$$u_{вых} = u_г K_г.$$

Но K_c пропорционально $U_г$, значит $u_{вых} = KU_cU_г$. В данном примере

$$u_{вых} = K \frac{U_c U_г}{2} \cos(\omega_c - \omega_г) t + K \frac{U_c U_г}{2} \cos(\omega_c + \omega_г) t.$$

На выходе перемножителя, кроме указанных полезных составляющих, не будет составляющих с частотой принимаемого сигнала, гетеродина и кратных им. Конечно, все это окажется справедливым, если шестиполюсник будет «линейным», что применительно к этому случаю означает независимость коэффициента K от U_c и $U_г$. Примером ИС перемножителя является ИС К140МА1. Схема

имеет два дифференциальных входа 5,9 и 3,11 и симметричный выход 6,8. Потребляемый ток 6,5 мА. Коэффициент подавления каждого из входных сигналов при равном нулю другом входном сигнале не менее 46 дБ.

Для пояснения принципа работы перемножителя типа 1МА401, рассмотрим его упрощенную схему (рис. 1.2). Выходное напряжение равняется разности напряжений на резисторах $R_н$, т. е.

$$U_{вых} = R_н (I_5 + I_7) - R_н (I_6 + I_8) = R_н (I_5 + I_7 - I_6 - I_8). \qquad (1.1)$$

Схема балансируется, т. е. при входных сигналах, равных нулю ($U_{5,9}=0$ и $U_{3,11}=0$), токи во всех выходных транзисторах равны ($I_5=I_6=I_7=I_8=I$), тогда и $U_{вых}=0$. Подадим входной сигнал только на один вход, т. е. при $U_{3,11}=0$ $U_{5,9}\neq 0$. Как видно из схемы, токи I_5, I_8 и I_6, I_7 изменятся в противоположные стороны, например:

$$I_5 = I_8 = I(1+\alpha), \quad а \quad I_6 = I_7 = I(1+\alpha). \qquad (1.2)$$

Подставляя (1.2) в (1.1), получаем $U_{вых}=0$. Аналогично при $U_{5,9}=0$ $U_{3,11}\neq 0$. В этом случае $I_5=I_6=I(1+\beta)$, а $I_7=I_8=I(1-\beta)$. Но и здесь, как легко видеть, $U_{вых}=0$.

Теперь пусть действуют оба приращения входных напряжений ($U_{3,11}\neq 0$ и $U_{5,9}\neq 0$), тогда

$$I_5 = (1+\alpha)(1+\beta) I, \quad I_6 = (1-\alpha)(1+\beta) I, \quad I_7 = (1-\alpha)(1-\beta) I,$$
$$I_8 = (1+\alpha)(1-\beta) I. \qquad (1.3)$$

Подставляя эти выражения в (1.1), после упрощения получаем

$$U_{вых} = 4\alpha\beta I R_н. \qquad (1.4)$$

Следовательно, соединение транзисторов *T5—T8* на рис. 1.2 действительно осуществляет операцию перемножения. Любая схема перемножителя будет осуществлять линейное перемножение в определенных диапазонах входных сигналов. Сумма эмиттерных токов транзисторов *T5—T8* равна сумме коллекторных токов транзисторов *T3* и *T4*, разность которых в свою очередь благодаря глубокой обратной связи пропорциональна входному напряжению, поэтому диапазон входных сигналов, обеспечивающий линейный режим работы, по входу *3—11* относительно большой (примерно до 100—150 мВ). Диапазон сигналов по входу *5—9* меньше (до 20—30 мВ), что объясняется экспоненциальной зависимостью коллекторных токов транзисторов *T5—T8* от напряжений на эмиттерах транзисторов *T1* и *T2*.

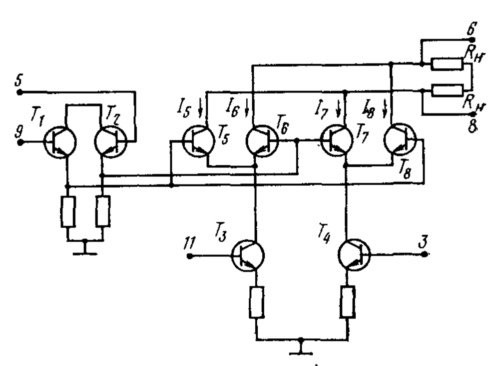


Рис. 1.2. Упрощенная схема К140МА1

Для увеличения диапазона входных сигналов в схеме MC1595 фирмы «Motorola» сигнал на базы транзисторов *Т5—Т8* подается с коллекторов транзисторов *Т1* и *Т2*, нагруженных на диоды, сопротивление которых носит логарифмический характер.

Малый уровень шума (не более 10 мкВ) и широкий диапазон частот (до 30 МГц) обеспечивают широкие возможности для применения ИС типа К140МА1, несмотря на малый динамический диапазон по входу *5—9*.

Другим примером перемножителя является ИС типа 526ПС1, включающая элементы цепей смещения. Питание ее однополярное. Диапазон частот до 80 МГц. Перемножители входят в состав специализированных ИС К174УР1, К174УР2, К174УР3, К174ХА2 и др.

Интегральные схемы ключей. В качестве электронного ключа может применяться специальный коммутационный диод. Например, диоды типа КД-409 имеют при токе 5 мА прямое сопротивление менее 1 Ом. В качестве ключа может быть использован одиночный транзистор. Однако у ключей таких типов имеется остаточное прямое напряжение, которое ограничивает их возможности в передаче малых сигналов.

У двух транзисторов, включенных навстречу, остаточное напряжение значительно меньше и определяется разностью напряжений коллектор — эмиттер ($U_{К\text{-}Э}$). Интегральная технология позволяет получить идентичные транзисторы и тем самым уменьшить остаточное напряжение ($U_{ост}$) до 10—20 мкВ. По такому принципу выполнены микросхемы ключей серий 101 и 743 на транзисторах типа *n-p-n*, у которых $U_{ост}<50$ мкВ (группы А и В), $U_{ост}<300$ мкВ (группы Б и Г), прямое сопротивление менее 100 Ом и ток утечки менее 10 нА. На транзисторах *p-n-p* построены ключи серий 124 и 762. Для ИС ключей, построенных на полевых транзисторах, требуются меньшие токи управления и поэтому они особенно удобны в тех случаях, когда выходные сопротивления для коммутируемых сигналов велики. Примером таких ключей являются ИС серий 143, 168 и 704.

Прямое динамическое сопротивление ключей серии 168 менее 100 Ом, $U_{ост}<10$ мкВ, коммутируемый ток не более 10 мА, постоянная времени примерно равна 700 нс, токи утечки стока, истока и затвора менее 10 нА.

Интегральные схемы серии 190 предназначены для более высокочастотных сигналов, постоянная времени около 25 нс, прямое сопротивление около 200 Ом.

Другим примером аналоговых ключей на полевых транзисторах являются ключи серии 714, в которую входят 714КН1А-М1 и 714КН1Б-М1 со схемой управления и 714КН2А-М1 без схемы управления. На основе бескорпусных ИС серии 714 построена гибридная ИС типа К284КН1. Прямое сопротивление ключа 40—200 Ом, максимальный ток в закрытом состоянии менее 10 мА. Схемы серии 714 достаточно универсальны. Например, при параллельном соединении ключей обеспечивается прямое сопротивление 20—50 Ом. Схема управления позволяет использовать ИС при

управлении непосредственно логическими схемами (ток управления при $U_{упр}=5$ В менее 3 мкА) [7].

Из других схем ключей следует отметить ИС типа 149КТ1, состоящую из четырех нескомпенсированных ключей; тиристорных ключей серии 520 и оптронных ключей серий 295 и 262.

Глава 2

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ УНИВЕРСАЛЬНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

Обычно проектирование функциональных узлов на универсальных ИС состоит из следующих этапов.

Считая ИС идеальной, определяются структурная схема функционального узла, включающая ИС, элементы обратной связи, а также цепи источника сигнала и нагрузка.

Сопоставляя реальные параметры ИС и элементы внешних цепей, учитывают, если это необходимо, влияние неидеальности ИС. В тех случаях, когда это необходимо, рассчитываются элементы цепей смещения по постоянному току (см. гл. 3). Рассчитываются или выбираются типовые элементы цепей частотной коррекции для обеспечения необходимой устойчивости (см. гл. 3).

Рассмотрим типичную схему решающего усилителя. Решающим называют усилитель, включающий ОУ и элементы обратной связи.

Комплексные сопротивления Z_0 и Z_1 создают необходимую отрицательную обратную связь. (В зарубежной литературе Z_0 и Z_1 обозначают Z_f и Z_s.)

Основные соотношения для решающего усилителя подробно рассмотрены в [3, 12, 13].

Ниже приводятся простые формулы, позволяющие оценить влияние значений параметров ОУ на параметры решающего усилителя.

Пусть все условия идеальности ОУ сохраняются, кроме условия $K_{yU_0}=\infty$, но $K_{yU_0}>Z_0/Z_1$. Из условия идеальности ОУ $R_{вх}=\infty$, а поэтому $I_1=I_0$ (рис. 2.1), но $I_1=(U_{вх}-U_0)/Z_1$ и $I_0=(U_0-U_{вых})/Z_0$. После приравнивания токов, считая $K_{yU_0}=-U_{вых}/U_0$, получаем

$$U_{вх}Z_0+U_{вых}Z_0/K_{yU_0}+U_{вых}Z_1/K_{yU_0}+U_{вых}Z_1=0.$$

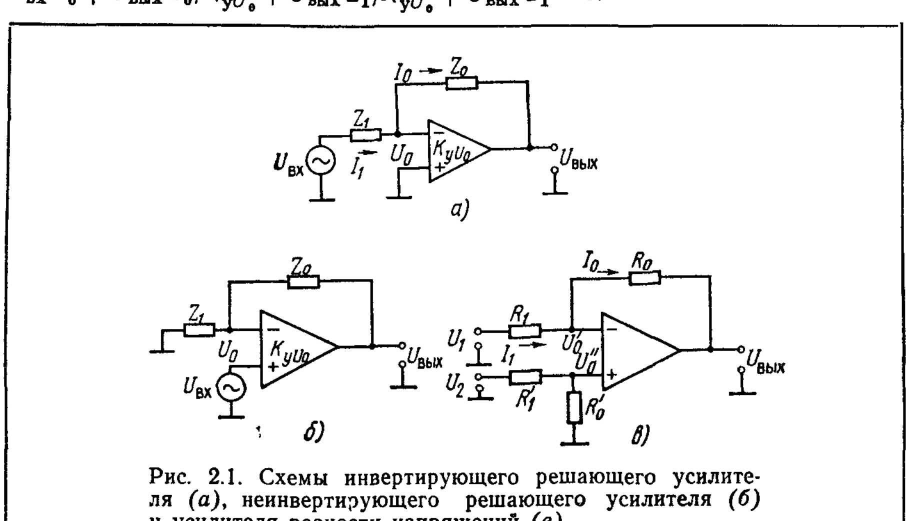


Рис. 2.1. Схемы инвертирующего решающего усилителя (*а*), неинвертирующего решающего усилителя (*б*) и усилителя разности напряжений (*в*)

Разделим каждый член на $U_{вх}$ и обозначим коэффициент усиления решающего усилителя $K_{yU\,p}$ ($K_{yU\,p} = U_{вых}/U_{вх}$). После преобразований получаем

$$K_{yU_p} = -\frac{Z_0}{Z_1}\frac{1}{1+(1/K_{yU_0})(1+Z_0/Z_1)}. \quad (2.1)$$

Если обозначить коэффициент передачи цепи обратной связи как $\beta = Z_1/(Z_0 + Z_1)$, то (2.1) преобразуется в

$$K_{yU_p} = -\frac{Z_0}{Z_1}\frac{1}{1+1/K_{yU_0}\beta}. \quad (2.2)$$

Произведение $K_{yU\,0}\beta$ называют усилением по петле.

Точно так же можно получить выражение для коэффициента передачи неинвертирующего усилителя (рис. 2.1*б*)

$$K_{yU_p} = \left(1+\frac{Z_0}{Z_1}\right)\frac{1}{1+1/K_{yU_0}\beta}. \quad (2.3)$$

Формулы упрощаются, если считать K_{yU_0} бесконечно большим, тогда $K_{yU_0}\beta \gg 1$ и для инвертирующей схемы

$$K_{yU_p} = -\frac{Z_0}{Z_1}, \quad (2.4)$$

а для неинвертирующей схемы

$$K_{yU_p} = 1+\frac{Z_0}{Z_1} = \frac{1}{\beta}. \quad (2.5)$$

Поскольку параметр β точно или приблизительно равен $1/K_{yU\,p}$, то требование $K_{yU_0}\beta \gg 1$ означает $K_{yU_0} > K_{yU\,p}$ или что (2.4) и (2.5) можно использовать тогда, когда коэффициент усиления решающего усилителя много меньше коэффициента усиления операционного усилителя.

В случае $K_{yU_0} \gg K_{yU\,p}$ параметры решающего усилителя не будут зависеть от ОУ, а будут определяться только величинами Z_0 и Z_1.

Вернемся к случаю идеального ОУ, у которого $K_{yU_0} = \infty$, тогда в решающих усилителях, схемы которых приведены на рис. 2.1*а*, *б*, $U_0 = 0$.

Действительно, если при воздействии $U_{вх}$ напряжение U_0 стало отличным от нуля, то благодаря бесконечно большому усилению ОУ и конечному значению сопротивления Z_0 оно должно быть полностью скомпенсировано.

В инвертирующей схеме напряжение $U_{вх}$ вызывает ток I_1, который определяется как $U_{вх}/Z_1$, так как $U_0 = 0$. Это означает, что входное сопротивление инвертирующей схемы равно Z_1. Входное сопротивление неинвертирующей схемы бесконечно большое, так как даже при $R_{вх} \neq \infty$ условие $U_0 = 0$ означает, что ток через $R_{вх}$ не протекает. Условия $I_0 = I_1$ и $U_0 = 0$ для схем с идеальным ОУ являются часто достаточными, чтобы вывести выражение для коэффициента передачи при различных цепях обратной связи.

В качестве примера рассмотрим схему решающего усилителя, в котором напряжения подключены к обоим входам (рис. 2.1*в*).

Для идеального ОУ условия $U'_0 - U''_0 = 0$ и $I_1 = I_2$ применительно к схеме, показанной на рис. 2.1*в*, будут

$$U_{вх_2}\frac{R'_0}{R'_0+R'_1} - U'_0 = 0, \quad \frac{U_{вх_1} - U'_0}{R_1} = \frac{U'_0 - U_{вых}}{R_0}.$$

Решая эти уравнения, получим

$$U_{вых}=\frac{R_0}{R_1}\left(U_{вх\,2}\frac{R_0'}{R_0'+R_1'}\frac{R_0+R_1}{R_0}-U_{вх\,1}\right). \qquad (2.6)$$

Если $R'_0=R_0$ и $R'_1=R_1$, то

$$U_{вых}=\frac{R_0}{R_1}(U_{вх\,2}-U_{вх\,1}). \qquad (2.7)$$

Выражение (2.7) показывает, что решающий усилитель усиливает напряжение, равное разности двух напряжений, а поэтому не усиливает синфазный сигнал.

Формулы (2.2)—(2.5) справедливы при $R_{вых}=0$. Рассмотрим влияние конечного значения $R_{вых}$. В этом случае операционный усилитель по-прежнему можно считать идеальным, но между его выходом и нагрузкой необходимо включить сопротивление $R_{вых}$ (рис. 2.2*а*). Для этой схемы $U'_{вых}=K_{yU_0}(U_{вх}-\beta U_{вых})$, или для эквивалентной схемы рис. 2.2*б*

$$U_{вых}=U'_{вых}\frac{R_н\,||\,(R_0+R_1)}{R_{вых}+R_н\,||\,(R_0+R_1)}=U'_{вых}\frac{1}{1+\frac{R_{вых}}{R_н}+\frac{R_{вых}}{R_0+R_{вых}}}. \qquad (2.8)$$

Из (2.8) видно, что для устранения влияния $R_{вых}$ необходимо, чтобы выполнялись соотношения $R_{вых}<R_н$ и $R_{вых}<R_0$.

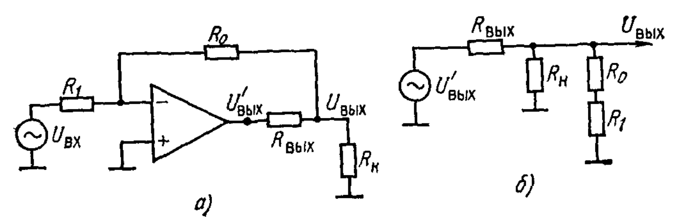


Рис. 2.2. Эквивалентные схемы решающего усилителя с $R_{вых}\neq 0$

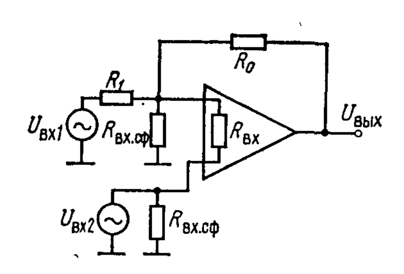
Рассмотрим влияние входного сопротивления, состоящего из дифференциального входного сопротивления ($R_{вх}$) и сопротивления для синфазного сигнала ($R_{вх.сф}$) (рис. 2.3). Можно показать, что выходное напряжение в этом случае определяется следующим выражением:

$$U_{вых}=U_2\frac{1+R_0/R_1+R_0/R_{вх.сф}}{1+\frac{1}{K_{yU_0}\beta'}}-U_1\frac{R_0/R_1}{1+\frac{1}{K_{yU_0}\beta'}}, \qquad (2.9)$$

где

$$\beta'=\frac{1}{1+R_0/R_1+R_0/R_{вх}+R_0/R_{вх.сф}}. \qquad (2.10)$$

Из (2.9) следует, что для того, чтобы сопротивление не влияло на коэффициент усиления с обратной связью, необходимо, чтобы вы-



полнялось неравенство $(R_0/R_{вх.сф}) \ll \ll (R_0/R_1)$ или $R_{вх.сф} \gg R_1$. Кроме того, из (2.10) можно заключить, что для устранения влияния сопротивления $R_{вх}$ на глубину обратной связи необходимо, чтобы выполнялось неравенство $(R_0/R_{вх}) \ll R_0/R_1$ или $R_{вх} \gg R_1$.

Рис. 2.3. Эквивалентная схема решающего усилителя с $R_{вх_д} \neq \infty$ и $R_{вх_с} \neq \infty$

2.1. Решающие усилители

Масштабный усилитель. Имеется в виду решающий усилитель, обеспечивающий усиление в строго заданное число раз.

Для обеспечения постоянства коэффициента передачи в рабочей полосе частот необходимо выбрать усилитель с соответствующей скоростью нарастания выходного сигнала, при этом отношение $Z_0(j\omega)/Z_1(j\omega)$ не должно зависеть от частоты. Обычно резисторы обратной связи носят чисто активный характер, т. е. $Z_0(j\omega) = R_0$ и $Z_1(j\omega) = R_1$.

Основные способы регулировки инвертирующего масштабного усилителя показаны в табл. 2.1, где $R_{вх.р}$ — входное сопротивление решающего усилителя.

Вместо переменных резисторов могут применяться, например, диоды, оптроны или транзисторы.

Используя схемы электронного управления глубиной обратной связи масштабного усилителя, можно получить различные схемы функционального преобразования, такие как компрессоры, модуляторы, дистанционно управляемые регуляторы.

Неинвертирующий масштабный усилитель с равным бесконечности сопротивлением R_1 (рис. 2.4) называют буферным каскадом или повторителем напряжения. Считая операционный усилитель идеальным, получаем для масштабного усилителя (см. рис. 2.4) $R_{вх.р} = \infty$ и $R_{вых} = 0$. В некоторых случаях $R_0 = 0$. Повторители напряжения широко используются для согласования каскадов с различными входными и выходными сопротивлениями, для построения активных фильтров и в других случаях.

Суммирующий усилитель. Схема суммирующего усилителя показана на рис. 2.5. Учитывая основные соотношения решающего усилителя: $U_0 = 0$ и $\sum\limits_1^n I_i + I_0 = 0$, получаем

$$U_{вых} = I_0 R_0; \quad U_{вх\,i} = I_i R_i \quad \text{или} \quad U_{вых} = -\sum_1^n I_i R_0 =$$

$$= -\sum_1^n U_{вх\,i}(R_0/R_i). \qquad (2.11)$$

Таблица 2.1

Схема	Характер изменения		Примечания
	K_{yU_p}	$R_{вх.р}$	
	От R_0/R_1 до K_{yU_0}	От R_1 до 0	—
	От 0 до R_0/R_1	R_1	Глубина регулирования небольшая
	От 0 до K_{yU_0}	От R до 0	Изменение K_{yU_p} нелинейно по закону $R_x/R-R_x$
	От 0 до R_0/R_1	R_2	$R_1 \gg R_2$
	От R_0/R_1 до K_{yU_0}	R_1	—
	От R_0/R_1 до $R_0/R_1K_{ос.сф}$	От R_1 до $R_1/2$	В этой схеме используется свойство ОУ подавлять синфазный сигнал

Преимуществом суммирующего инвертирующего усилителя на операционном усилителе является независимость всех входов, так как из-за $U_0=0$ ток одного входа не попадает на другой вход. Если производить суммирование на неинвертирующем входе, то источники входных сигналов оказываются взаимосвязанными, поэтому такие суммирующие усилители встречаются редко.

Если коэффициенты усиления по каждому входу одинаковы и равны единице ($K_{\text{У}U_{pi}}=1$), то усилитель превращается в алгебраический сумматор ($U_{\text{вых}}=-\sum_{1}^{n}U_{\text{вх}\,i}$). Изменяя сопротивления резисторов R_i, можно установить необходимые весовые коэффициен-

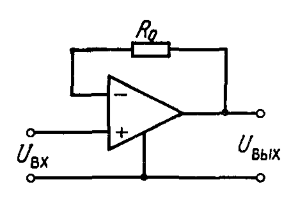


Рис. 2.4. Схема повторителя напряжения

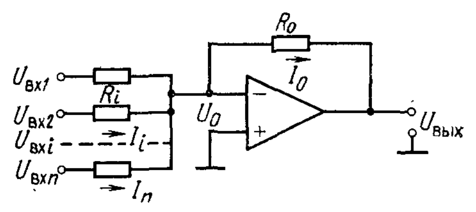


Рис. 2.5. Схема суммирующего усилителя

ты суммирования. Если в качестве R_0 установить переменный резистор, то получаемая при этом регулировка усиления не будет изменять соотношения между входными сигналами.

2.2. Усилители с конденсаторами в цепи отрицательной обратной связи

Усилители, обратная связь которых имеет емкостный характер, широко используются в радиоаппаратуре связи. Такие усилители применяются в каскадах, стоящих после преобразователя частоты или детектора, когда усиление сигнала необходимо сочетать с подавлением составляющих более высоких частот; в активных фильтрах; в схемах обработки импульсных сигналов и других.

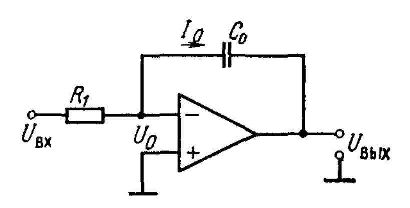


Рис. 2.6. Схема интегратора на ОУ

Рассмотрим работу устройства (рис. 2.6), в котором $K_{\text{У}U_0}=\infty$, а цепь обратной связи представляет собой конденсатор с емкостью C_0. Такое устройство называют интегратором, потому что при подведении к входу скачка напряжения, выходное напряжение будет определяться выражением

$$U_{\text{вых}}=\frac{1}{C_0}\int I_0\,dt, \qquad (2.12)$$

при этом, как и в случае масштабного усилителя, считаем $U_0=0$. Поскольку ток I_0 равен отношению $U_{\text{вх}}$ к R_1, то

$$U_{\text{вых}}=-\frac{1}{C_0R_1}\int U_{\text{вх}}\,dt. \qquad (2.13)$$

Считая устройство, показанное на рис. 2.6, усилителем синусоидальных сигналов, в соответствии с (2.4) получаем

$$K_{y\,U_p} = -1/j\omega C_0 R_1. \quad (2.14)$$

Логарифмическая амплитудная характеристика (ЛАХ) этого усилителя представляет собой прямую с наклоном 6 дБ на октаву или 20 дБ на декаду. Частота f', на которой усиление равно единице (0 дБ), соответствует $R_1 = 1/\omega' C_0$ или

$$f' = 1/2\pi C_0 R_1. \quad (2.15)$$

Для ОУ с реальным коэффициентом усиления ЛАХ будет иметь плоский начальный участок. Такой же вид имеет ЛАХ усилителя с цепью обратной связи в виде параллельного соединения конденсатора и резистора R_0, где $R_0/R_1 \ll K_{yU_0}$.

Если включить резистор R_2 последовательно с конденсатором C_0, то усиление не может быть меньше значения R_2/R_1. В этом случае ЛАХ имеет два перегиба (рис. 2.7).

Частота f'' соответствует равенству

$$(R_0/R_1) = 1/\omega'' C_0 R_1 \quad \text{или} \quad f'' = 1/2\pi C_0 R_0. \quad (2.16)$$

Частота f''' соответствует равенству

$$(R_2/R_1) = 1/\omega''' C_0 R_1 \quad \text{или} \quad f''' = 1/2\pi C_0 R_2. \quad (2.17)$$

Напомним, что для перехода от ЛАХ в виде ломаных линий к ЛАХ в виде плавной кривой, следует точки пересечения прямых переместить на 3 дБ внутрь, а точки, отстоящие от соответствующих точек на пересекаемых прямых на 6 дБ, переместить на 1 дБ.

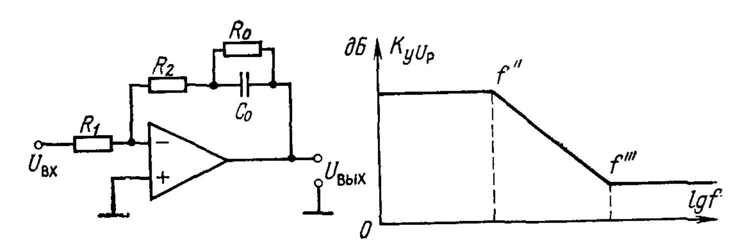


Рис. 2.7. Схема усилителя с параллельным соединением конденсатора и резистора в цепи ОС и его характеристика

Устройство, в котором конденсатор C_1 включен вместо резистора R_1, называется дифференциатором. Действительно, при подаче напряжения $U_{вх}$ через конденсатор потечет ток $I_1 = C_1 dU_{вх}/dt$, но для схемы с идеальным ОУ

$$-I_1 = I_0 = U_{вых}/R_0 \quad \text{или} \quad U_{вых} = -R_0 C_1 (dU_{вх}/dt). \quad (2.18)$$

Коэффициент передачи устройства (рис. 2.8) для синусоидальных сигналов в соответствии с (2.4) будет

$$K_{y\,U_p} = -j\omega C_1 R_0. \quad (2.19)$$

Дифференциатор ослабляет низкочастотные составляющие, однако применяется он редко, так как обладает низкой устойчи-

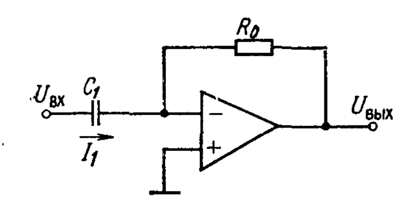


Рис. 2.8. Схема дифференциатора

востью, нестабилен и из-за большого усиления высоких частот имеет повышенный уровень шума.

Находит применение комбинированное устройство (интегратор-дифференциатор), ослабляющее как верхние, так и нижние частоты.

2.3. Устройства функционального преобразования на операционных усилителях

Ограничители. Простые схемы пассивных ограничителей, построенные на одном или нескольких диодах или стабилитронах, обладают рядом недостатков, связанных с нерезким перегибом вольт-амперной характеристики и зависимостью их параметров от температуры. Для уменьшения влияния этих факторов необходимо увеличивать амплитуду сигнала, подводимого к ограничителю. Для многих устройств связи такой способ улучшения работы ограничителя мало пригоден, так как слишком большие уровни сигнала, получаемые при этом, приводят к конструктивной неустойчивости аппаратуры.

Использование ОУ с пассивным ограничителем в цепи обратной связи позволяет получить схемы, в которых эффективное ограничение достигается как бы уменьшением порога ограничения.

Устройство с двумя стабилитронами (рис. 2.9) является двусторонним ограничителем.

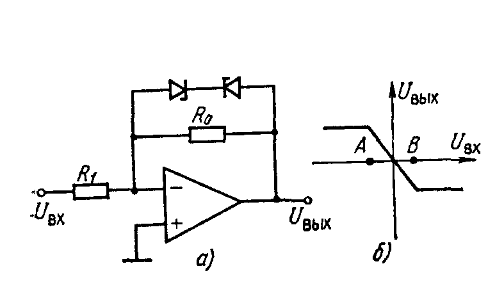


Рис. 2.9. Схема ограничителя со стабилитронами в цепи ОС (*а*) и его характеристика (*б*)

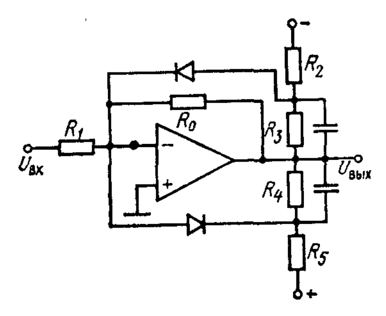


Рис. 2.10. Схема ограничителя с диодами в цепи ОС

Коэффициент ограничения $K_{огр}$, определяемый как отношения K_{yU_p} на участке АВ на рис. 2.9 к K_{yU_p} на участках за отрезком АВ, соответствует

$$K_{огр} = \frac{-R_0/R_1}{-2R_{ст}/R_1} = \frac{1}{2} R_0/R_{ст}, \qquad (2.20)$$

где $R_{ст}$ — сопротивление стабилитрона.

Порог ограничения в режиме пробоя в этой схеме определяется типом стабилитронов. Вместо последовательно включенных стабилитронов, которые, в частности, обладают большой емкостью, пассивный ограничитель может быть выполнен в виде параллельного соединения двух диодов. В схеме такого ограничителя (рис. 2.10) порог ограничения можно регулировать выбором резисторов R_2—R_5. Для переменного сигнала

$$K_{огр} = R_0/R_д, \tag{2.21}$$

где $R_д$ — сопротивление диода в прямом направлении.

Схема прецизионного ограничителя [3] показана на рис. 2.11. Устройство отличается переходной характеристикой с более острыми углами изломов и меньшей зависимостью от параметров диодов. При этом

$$K_{огр} = \frac{R_0 R_н + R_0 R + R_н R}{R_1 R_н}. \tag{2.22}$$

Выпрямители слабых сигналов (детекторы). Так же как и в ограничителях выполнение выпрямителей или детекторов на ОУ с диодами в цепи обратной связи позволяет снизить начало линейной работы до нескольких милливольт.

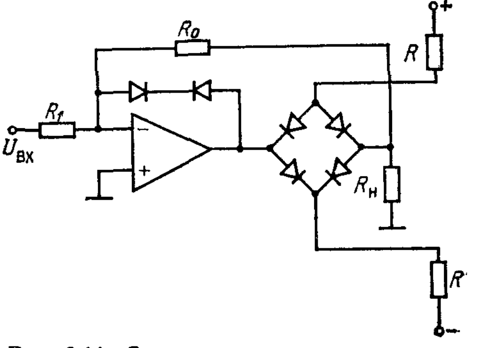


Рис. 2.11. Схема прецизионного ограничителя

На рис. 2.12 показана схема однополупериодного выпрямителя, который пропускает отрицательную полуволну.

Схема двухполупериодного выпрямителя приведена на рис. 2.13. Можно показать, что коэффициент выпрямления этого устройства будет пропорционален отношению $R_0 + R_д$ к $R_1 + R_д$. При $R_0 = R_1 = R$ влияние зависимости $R_д(U)$ не будет сказываться на линейных свойствах, особенно если параметры диодов идентичны. Сочетание устройства, схема которого приведена на рис. 2.12, с фильтром нижних частот дает линейную схему детектора.

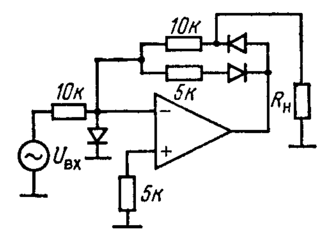


Рис. 2.12. Схема однополупериодного выпрямителя

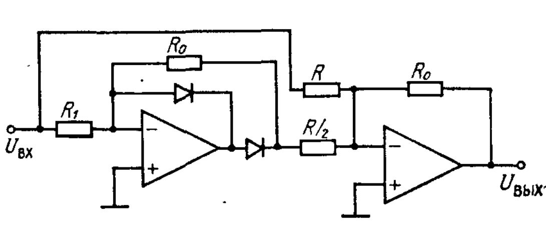


Рис. 2.13. Схема двухполупериодного выпрямителя

Логарифмический усилитель. Структурная схема логарифмического усилителя представляет собой структурную схему решающего усилителя, в котором вместо резистора R_0 включен элемент, имеющий логарифмический закон изменения сопротивления. Таким элементом чаще всего бывает полупроводниковый диод, вольт-амперная характеристика которого в некотором интервале описывается выражением [14]

$$I=I_0\left(e^{\gamma U}-1\right), \qquad (2.23)$$

где I_0 — обратный ток диода; γ — показатель экспоненты, значение которого изменяется от 20 до 40 1/В.

Выражение для тока (2.23) преобразуется в выражение для сопротивления диода

$$R_д=(1/\gamma I)\ln(I+I_0/I_0). \qquad (2.24)$$

Источники тока. Для питания некоторых узлов аппаратуры связи требуются источники тока, не зависящие от сопротивления нагрузки.

В качестве такого источника может быть использовано устройство на ОУ, в котором нагрузка включена в цепь обратной связи вместо резистора R_0. Как и в обычном решающем усилителе, ток в цепи обратной связи определяется входным напряжением и резистором R_1, т. е.

$$I_н=|U_{вх}/R_1|. \qquad (2.25)$$

В таком устройстве нагрузка не заземлена, что не всегда допустимо. В этих случаях используют устройство, схема которого показана на рис. 2.14. Если в нем выполняются соотношения $R_1/R_2=$ $=R_0/R_3$ и $R_3/R_0=R_1/R_2$, то

$$I_н=-U_{вх}/R_1. \qquad (2.26)$$

В качестве примера отметим, что ОУ К140УД1 в устройстве, схема которого приведена на рис. 2.14, позволяет поддерживать 80—100 мкА при изменении $R_н$ от 0 до 80 кОм.

Источники опорного напряжения. На рис. 2.15 показаны структурные схемы источников опорного напряжения, роль ОУ в которых заключается в устранении влияния колебаний сопротивления нагрузки на коэффициент стабилизации стабилитрона.

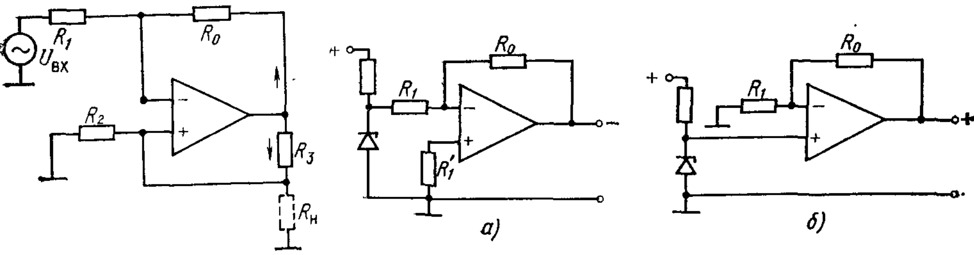


Рис. 2.14. Схема источника тока с заземленной нагрузкой

Рис. 2.15 Схемы источников опорного напряжения отрицательной (*а*) и положительной (*б*) полярности

2.4. Компараторы на универсальных интегральных схемах

В этом параграфе рассматривается построение функциональных узлов, называемых компараторами. Они построены на ИС, также называемых компараторами. Напомним, что для компараторов могут применяться и ИС операционных усилителей, но ИС компараторов, как отмечалось выше, имеют несомненные преимущества.

Разновидностью компаратора является нуль-орган, или нуль — компаратор. Нуль-орган, структурная схема которого показана на рис. 2.16, имеет максимальное выходное напряжение с полярностью, зависящей от полярности входного сигнала, отличного от

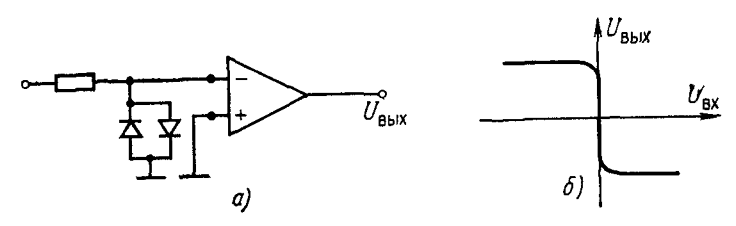


Рис. 2.16. Схема нуль-органа *(а)* и его характеристика *(б)*

нуля. Диоды защищают вход ИС от пробоя. Односторонний нуль-орган, схема которого показана на рис. 2.17, выдает логический нуль или логическую единицу в зависимости от того, появился ли на входе сигнал определенной полярности. Из-за паразитной поло-

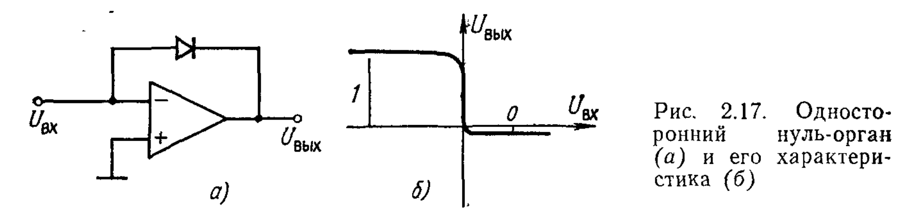


Рис. 2.17. Односторонний нуль-орган *(а)* и его характеристика *(б)*

жительной обратной связи в работе компаратора всегда имеется незначительный гистерезис. Когда это явление становится необходимым, то ширину петли гистерезиса увеличивают, специально вводя положительную обратную связь (рис. 2.18).

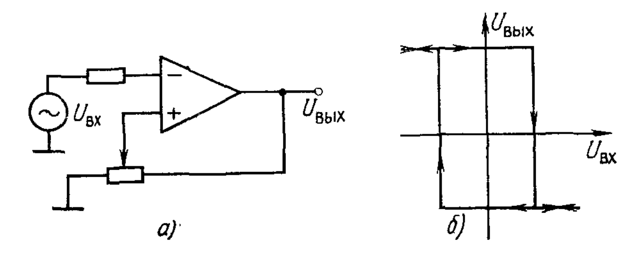


Рис. 2.18. Схема компаратора с гистерезисом *(а)* и его характеристика *(б)*

Собственно компаратором называют устройство, которое реагирует на разность двух сигналов, один из которых может быть опорным. Структурные схемы однополярного и разнополярного компараторов показаны на рис. 2.19.

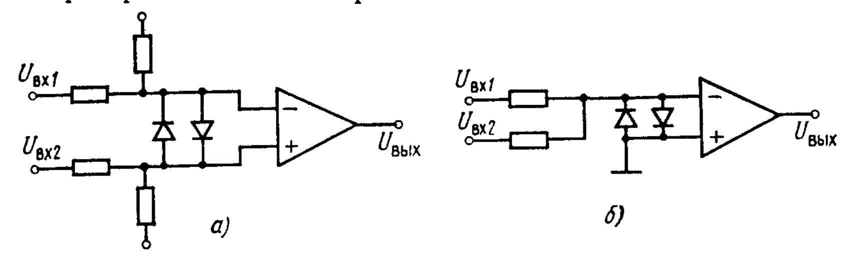


Рис. 2.19. Схемы однополярного *(а)* и разнополярного *(б)* компараторов

Регулируя опорные уровни или включая параллельно ряд компараторов с несколькими опорными уровнями, можно получить схемы амплитудных анализаторов или анализаторов плотности вероятности.

2.5. Генераторы на универсальных интегральных схемах

Самая общая схема генератора синусоидальных колебаний на ОУ или компараторе состоит из ИС, в которой либо в цепи положительной обратной связи включена селективная цепь, либо в цепи отрицательной обратной связи включена фазосдвигающая цепь, создающая фазовый сдвиг 180° на частоте генерации. Обычно в схему генератора включается ограничительный элемент, тогда генератор имеет меньшее значение коэффициента гармоник и фиксированное значение выходного сигнала.

В качестве селективной цепи в генераторах синусоидальных колебаний используются мост Вина (рис. 2.20*а*) или двойной Т-образный мост (рис. 2.20*б*). Генератор с мостом Вина легче других перестраивается, для чего применяются сдвоенные переменные резисторы в качестве элементов R_1 и R_2.

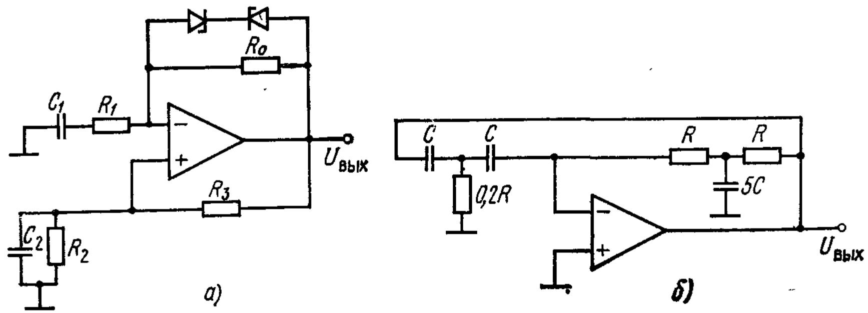


Рис. 2.20. Схемы генераторов с мостом Вина *(а)* и с двойным Т-образным мостом *(б)*

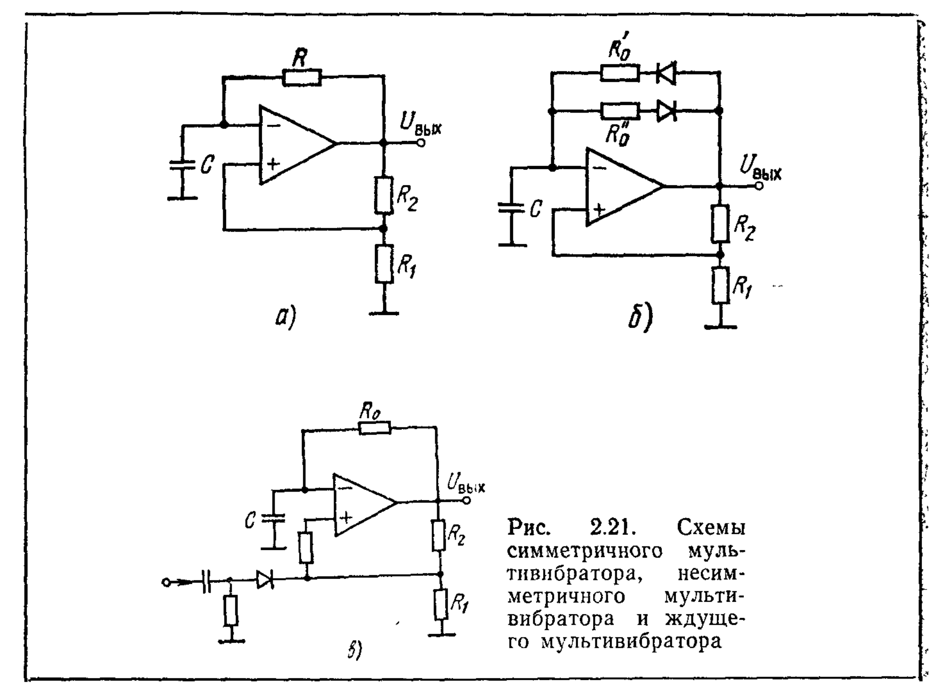


Рис. 2.21. Схемы симметричного мультивибратора, несимметричного мультивибратора и ждущего мультивибратора

Обычно $1/C_1R_1 = 1/C_2R_2 = 1/CR$, тогда в устройстве, схема которого приведена на рис. 2.20*а*, угловая частота генерирования определяется соотношением $\omega_г = 1/CR$.

Из импульсных схем генераторов, применяемых в аппаратуре связи, отметим следующие основные схемы мультивибраторов.

Основная схема симметричного мультивибратора показана на рис. 2.21*а*, период колебаний $\tau_г = RC$. Схема несимметричного мультивибратора приведена на рис. 2.21*б*, схема ждущего мультивибратора — на рис. 2.21*в*.

Следует напомнить, что в схемах генераторов, особенно импульсных, выгоднее применять ИС компараторов.

2.6. Устройства перемножения функций на универсальных интегральных схемах

Четырехквадрантные и смещенные перемножители. Перемножитель, который работает при обеих полярностях обоих входных сигналов, называется четырехквадрантным. Его работа описывается уравнением $Z = (\pm X)(\pm Y)$ и в зависимости от знаков X и У будет эквивалентна площади, обозначенной в одном из квадрантов (рис. 2.22*а*).

Если один из входных сигналов может иметь только одну полярность, то такой перемножитель будет называться смещенным. Его работа описывается уравнением $Z = \pm(X \times Y)$ и эквивалентна площади, обозначенной в одном из двух квадрантов (рис. 2.22*б*).

Примером четырехквадрантного перемножителя является ИС К140МА1. Однако, если на один из входов подать такое постоянное смещение, чтобы сигналы на этом входе были всегда меньше этого смещения, такой перемножитель окажется смещенным.

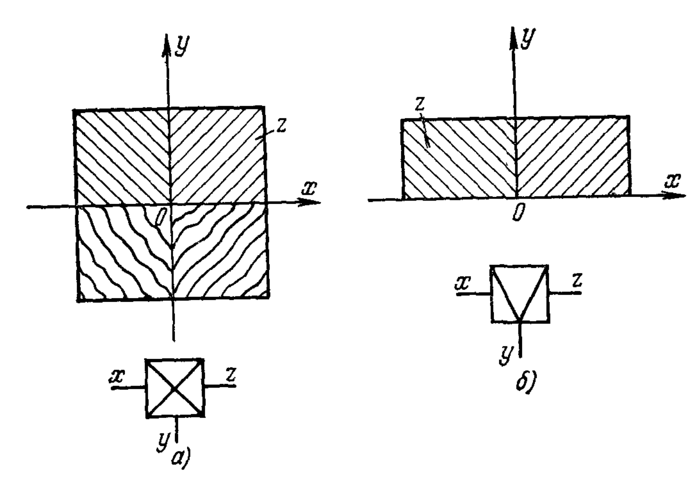


Рис. 2.22. К определению четырехквадрантного *(а)* и смещенного *(б)* перемножителей

Операционный усилитель с регулируемым усилением (ОТА) в обычном включении (рис. 2.23*а*) является смещенным перемножителем. Однако если его включить, как показано на рис. 2.23*б*, то он становится четырехквадрантным перемножителем.

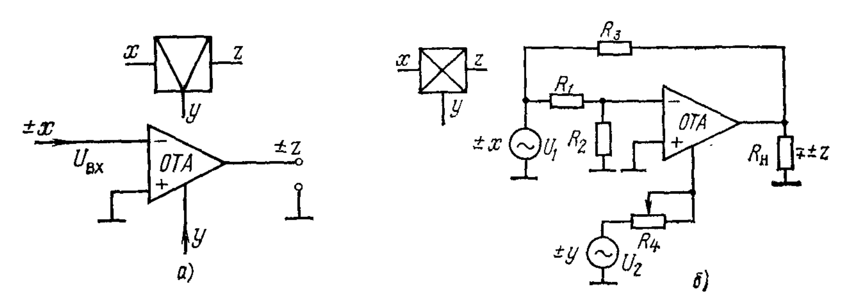


Рис. 2.23. Схема включения ОТА *(а)* и схема четырехквадрантного перемножителя на ОТА *(б)*

Таким образом, и специальные ИС перемножителей типа К140МА1 и схемы ОТА могут работать как в четырехквадрантном, так и в смещенном режимах.

Далее рассмотрим структурные схемы, иллюстрирующие возможности применения перемножителей.

Регулируемый каскад. Операция перемножения осуществляется в регулируемых каскадах, например в системах АРУ радиоприемных устройств. Применение ИС перемножителей и ОТА в этом

случае выгодно тем, что, в отличие от обычных регулируемых каскадов, их входное сопротивление и динамический диапазон практически не зависят от регулирующего напряжения. В этом случае перемножитель работает в смещенном режиме, поэтому особенно выгодно применение ОТА.

Амплитудный модулятор. Если на вход X смещенного перемножителя (рис. 2.24*а*) подать несущее колебание $U_c \cos \omega_c t$, а на вход Y подать низкочастотное модулирующее колебание $U_\Omega \cos \Omega t$ и постоянное смещение, то сигнал на выходе будет представлять собой амплитудно-модулированное колебание. При этом, если максимальное значение U_Ω будет равно половине линейного участка по входу Y, выражение для сигнала на выходе будет

$$z = U(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_c t,$$

где m — отношение амплитуды сигнала на входе Y к ее максимальному значению. Спектр выходного напряжения показан на рис. 2.24*б*.

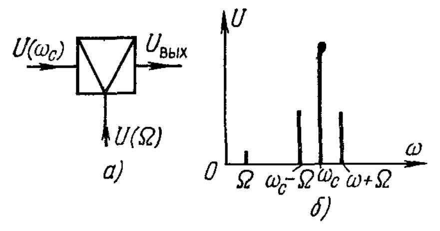


Рис. 2.24. Схема и спектр выходного колебания амплитудного модулятора

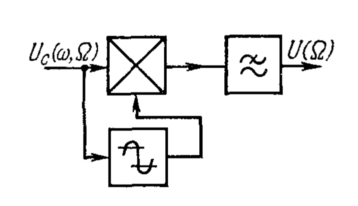


Рис. 2.25. Схема синхронного детектора АМ сигналов

Балансный модулятор. Схема балансного модулятора отличается от схемы амплитудного модулятора только тем, что перемножитель работает в четырехквадрантном режиме.

В данном случае сбалансированные ИС перемножителей позволяют осуществить довольно большое подавление составляющих с частотой ω_c и Ω.

Смеситель. Как указывалось в гл. 1, смеситель, построенный на перемножителе, практически не содержит в выходном сигнале никаких составляющих, кроме суммарной и разностной, т. е. если $x = U_c \cos \omega_c t$, а $y = U_г \cos \omega_г t$, то

$$z = \frac{U_c U_г}{2} \cos(\omega_c + \omega_г) t + \frac{U_c U_г}{2} \cos(\omega_г - \omega_c) t.$$

В этих схемах полезным является отсутствие составляющих с частотой гетеродина не только на выходе, но и на входе, что обеспечивает малое паразитное излучение в антенну.

Детектор АМ сигналов. Если на один вход перемножителя подать обе боковые или только одну боковую составляющую АМ сигнала $U_б \cos(\omega \pm \Omega) t$, а на другой вход — несущее колебание $U_н \cos \omega t$, выделенное из входного сигнала, например с помощью ограничителя, то в результате перемножения на выходе получим

колебание низкой частоты (Ω) и колебание частоты ($2\omega \pm \Omega$). После фильтра нижних частот (рис. 2.25) получаем продетектированное напряжение. Фактически схема на рис. 2.25 представляет собой синхронный детектор [15].

Квадратичный детектор. На рис. 2.26 приведена схема квадратичного детектора. На выходе такого детектора низкочастотные напряжения будут иметь частоту 2Ω при частоте модулирующего колебания Ω. Если вместо фильтра нижних частот включить фильтр верхних частот, то получим удвоитель частоты.

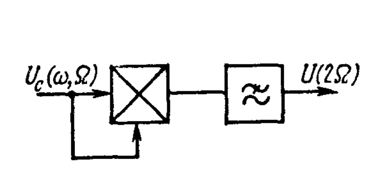


Рис. 2.26. Схема квадратичного детектора

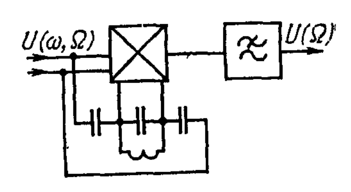


Рис. 2.27. Схема частотного детектора

Фазовый детектор. Если на один вход четырехквадрантного перемножителя подать фазомодулированное колебание, а на другой вход — несущее колебание, то, как легко показать, схема в сочетании с фильтром нижних частот будет работать как фазовый детектор. Подобные схемы широко используются в системах с кольцом ФАПЧ.

Частотный детектор. Схема частотного детектора показана на рис. 2.27. На вход X подается частотно-модулированный сигнал, выделяемый на параллельном контуре. Фазовая характеристика контура вблизи резонанса описывается выражением

$$\varphi = \operatorname{arctg} Q\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right) = \operatorname{arctg} \frac{2}{\Delta f_p} \Delta f, \qquad (2.27)$$

где Q — добротность контура; f — мгновенное значение частоты; f_0 — резонансная частота; Δf_p — полоса на уровне 0,7; $\Delta f = |f - f_0|$ — девиация частоты.

Изменение частоты приводит к изменению фазового сдвига. Пусть напряжение на контуре будет

$$u_x = U_x \sin(\omega t + \varphi_\sim), \qquad (2.28)$$

где $\varphi_\sim$ — мгновенное изменение фазы, определяемое по (2.27). На вход Y подается напряжение через конденсаторы, т. е. с опережением на $\pi/2$.

На выходе будет действовать произведение

$$u_z = U_x \sin(\omega t + \varphi_\sim)\, U_y \sin(\omega t - \pi/2). \qquad (2.29)$$

С учетом фильтра нижних частот получаем

$$u_z = \frac{U_x U_y}{2} \cos \varphi_\sim. \qquad (2.30)$$

Подставляя (2.27) в (2.30), после преобразований получаем

$$u_z = \frac{U_x U_y}{2} \frac{2\Delta f/\Delta f_p}{\sqrt{1+(2\Delta f/\Delta f_p)^2}}. \quad (2.31)$$

Учитывая, что $\Delta f < \Delta f_p$, имеем

$$u_z = U_x U_y (\Delta f/\Delta f_p). \quad (2.32)$$

Но в нашем случае Δf это девиация частоты, например:

$$\Delta f = \Delta f_m \cos \Omega t, \quad (2.33)$$

а значит

$$u_z = U_x U_y (\Delta f_m/\Delta f_p) \cos \Omega t. \quad (2.34)$$

Таким образом, устройство, схема которого приведена на рис. 2.27, работает как линейный частотный детектор. Именно на таком принципе построен частотный детектор ИС К174УР1, К174УР2 и К174УР3.

Уплотнитель каналов. Простейшая схема уплотнения каналов на перемножителях *1* и *2* приведена на рис. 2.28.

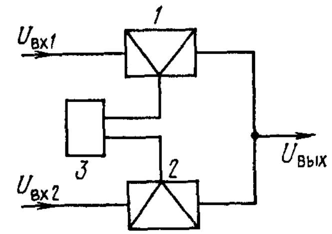


Рис. 2.28. Схема уплотнителя каналов

Ячейка *3* подает управляющие напряжения, в соответствии с которыми на выход подается напряжение $KU_{вх1}$ или $KU_{вх2}$.

Делитель напряжений. В схеме делителя напряжений (рис. 2.29*а*) ток через резистор R_0 умножается на U_y, а это эквивалентно уменьшению R_0 в U_y раз, т. е.

$$U_{вых} = U_x \frac{R_0/U_y}{R_1} = \frac{U_x}{U_y} \frac{R_0}{R_1}.$$

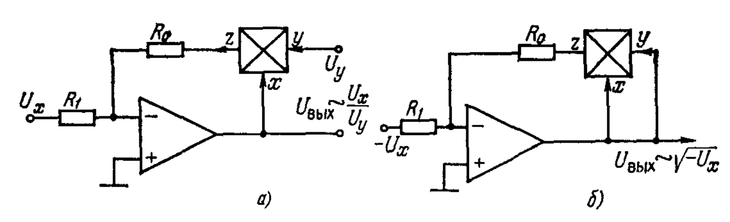


Рис. 2.29. Схема деления напряжений *(а)* и извлечения квадратного корня *(б)*

Схема извлечения квадратного корня. Устройство (рис. 2.29*б*) отличается от приведенного на рис. 2.29*а* тем, что выходное напряжение подается на вход *Y* перемножителя или $U_y = \frac{-U_x}{U} \frac{R_0}{R_1}$, т. е.

$$U_y = \sqrt{-U_x} \frac{R_0}{R_1}.$$

Компрессор. Позволяет осуществлять линейную компрессию сигнала в широком динамическом диапазоне (рис. 2.30). При этом устраняются искажения, присущие нелинейным ограничителям, и необходимость калибровки. Регулировкой $R_{0\sim}$ можно изменять величину компрессии. Такие схемы применяются для расширения динамического диапазона системы связи, например, в системах Долби. На выходе системы связи должен быть включен экспандер с характеристикой, обратной характеристике компрессора. Структурная схема и характеристика такого экспандера показаны на рис. 2.31.

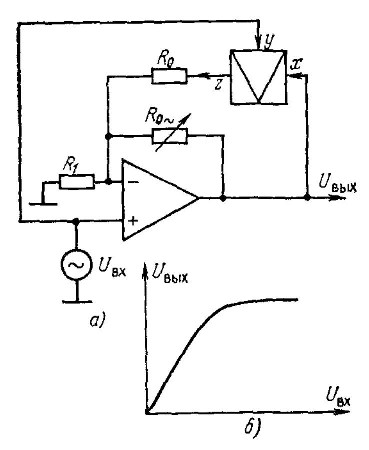


Рис. 2.30. Схема компрессора *(а)* и его характеристика *(б)*

Если в устройство, схема которого приведена на рис. 2.31, между выходом ОУ и входом X перемножителя включить инерционное звено, то схема преобразуется в автоматический регулятор уровня, отличающийся от схем без перемножителя существенным снижением нелинейных искажений.

Показанными примерами не ограничиваются возможности применения перемножителей, но из изложенного выше можно сделать вывод о том, что схемы перемножителей будут все шире применяться в аппаратуре радиосвязи либо как самостоятельные ИС, либо как составляющие БИС.

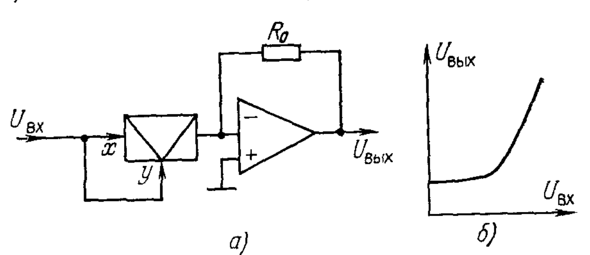


Рис. 2.31 Схема экспандера *(а)* и его характеристика *(б)*

Глава 3

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ, ВОЗНИКАЮЩИЕ ПРИ ПРИМЕНЕНИИ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

3.1. Смещение на выходе масштабного усилителя

Рассмотрим простейшую схему масштабного усилителя. При $U_{вх}=0$ на выходе будет действовать напряжение $\Delta U_{вых}$, которое в соответствии с рис. 3.1 определяется следующими факторами.

Пусть $I_{вх1}=I_{вх2}=0$, тогда потенциал в точке C относительно земли будет равен нулю ($U_c=0$). В усилителе с глубокой отрицательной обратной связью потенциал в точке C равен потенциалу в точке B ($U_B=0$). Потенциал в точке A есть результат деления выходного напряжения делителем R_0, R_1, таким образом, напряжение смещения ($U_{см}=U_{A,B}$) вызывает выходное напряжение, равное $U_{см}\,\frac{R_1+R_0}{R_1}$.

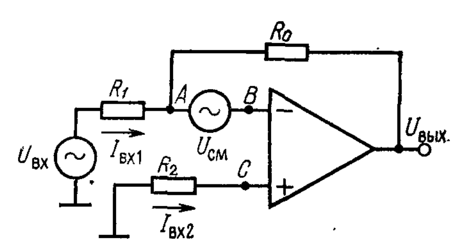


Рис. 3.1. Источники смещения выходного напряжения масштабного усилителя

Если $I_{вх1}\neq 0$, то ток вызывает на резисторе R_1 напряжение $I_{вх1}R_1$, а на выходе $I_{вх1}R_1(-R_0/R_1)$ или $-I_{вх1}R_0$.

Если $I_{вх2}\neq 0$, то напряжение $I_{вх2}R_2$ вызывает выходное напряжение $I_{вх2}R_2\,\frac{R_1+R_0}{R_1}$. Суммируя эти три составляющие, получаем напряжение смещения на выходе:

$$\Delta U_{вых}=U_{см}(1+R_0/R_1)-I_{вх\,1}R_0+I_{вх\,2}R_2(1+R_0/R_1). \tag{3.1}$$

Легко показать, что если $R_2=R_1R_0/(R_1+R_0)$, то

$$\Delta U_{вых}=U_{см}(1+R_0/R_1)-\Delta I_{вх}R_0, \tag{3.2}$$

где $\Delta I_{вх}=I_{вх2}-I_{вх1}$ — разность входных токов.

Из уравнений (3.1) и (3.2) следует условие, что R_2 выбирается равным сопротивлению параллельно соединенных R_1 и R_0 и обеспечивает наименьшее напряжение смещения за счет $I_{вх1}$ и $I_{вх2}$, так как напряжение смещения создается только их разностью.

Из соотношений (3.1) и (3.2) также следует, что чем меньше R_0, тем меньше $\Delta U_{вых}$, и чем меньше коэффициент усиления с обратной связью (R_0/R_1) или ($1+R_0/R_1$), тем меньше ошибка.

Выходное напряжение смещения будет изменяться с изменением температуры от t°_1 до t°_2 в худшем случае до величины

$$\Delta U_{вых\,t\,2}=[U_{см\,t1}+(\Delta U_{см}/\Delta T)(t_2-t_1)](1+R_0/R_1)-$$
$$-\left[\Delta I_{вх\,t\,1}-\frac{\Delta\Delta I_{вх}}{\Delta T}(t_2-t_1)\right]R_0, \tag{3.3}$$

где $\Delta U_{см}/\Delta T$ и $\Delta\Delta I_{вх}/\Delta T$ — параметры операционного усилителя. Аналогичными соотношениями определяется дрейф $\Delta U_{вых}$ за счет изменения напряжения питания.

Напряжение $\Delta U_{вых}$ может увеличиться за счет неполного подавления синфазного сигнала. Небольшая неточность в выполнении соотношения $R_2=R_1R_0/R_1+R_0$ вызывает выходное напряжение

$$U_{сф.вых}=U_{сф.вх}\frac{4\delta}{1+R_1/R_0} \tag{3.4}$$

где δ — разброс сопротивлений резисторов относительно номинала.

В некоторых случаях следует учитывать или предотвращать

появление выходного напряжения, вызываемого детектированием на входе сигналов с частотами, на которые не рассчитан усилитель.

При использовании реальных операционных усилителей в усилителе постоянного тока (УПТ), кроме отмеченных выше факторов, на стабильность будут влиять изменения коэффициента передачи и входного сопротивления. Для того чтобы сравнить различные схемы ОУ по стабильности, необходимо просуммировать составляющие смещения, вызванные различными факторами, как это сделано в [16].

3.2. Цепи смещения универсальных ИС

Исходная балансировка схемы. Элементы цепей смещения выбираются обычно не только для компенсации смещения при комнатной температуре, но и с условием обеспечения наименьшего напряжения смещения при изменениях температуры.

Например, если $U_{см}$ и $\Delta I_{вх}$ имеют одинаковую полярность, то в соответствии с (3.1) усилитель можно сбалансировать выбором сопротивления резистора R_2. Однако такой метод не всегда возможен, так как $U_{см}$ и $\Delta I_{вх}$ могут иметь любую полярность. Кроме того, при изменении температуры $U_{см}$ не будет компенсировать $\Delta I_{вх}$ и появится большой дрейф смещения.

На рис. 3.2*а* показана схема более точной компенсации смещения. В этой схеме с помощью переменного резистора R'_2 выравнивается влияние токов $I_{вх1}$ и $I_{вх2}$ даже если сами токи не равны. При изменении температуры не появится смещение, обусловленное входными токами, пока оба тока $I_{вх1}$ и $I_{вх2}$ изменяются в одинаковой степени.

Для настройки параллельно резисторам R_1 и R_2 подключаются резисторы $R_x = (1/50 \div 100) R_0$, при этом выходное напряжение смещения $\Delta U_{вых}$ должно возрасти. С помощью резистора R_3 добиваются $\Delta U_{вых} = 0$, отсоединяют R_x и с помощью резистора R'_2 снова добиваются $\Delta U_{вых} = 0$. Эти операции повторяют несколько раз.

Схема, приведенная на рис. 3.2*б*, аналогична схеме, приведенной на рис. 3.2*а*, но обладает лучшим подавлением синфазного сигнала, так как цепи, подключаемые к обоим входам ОУ, идентичны.

На практике применяют и более простые схемы компенсации, (рис. 3.3*а*), однако в подобных схемах влияние температуры будет более заметным из-за изменения токов $I_{вх1}$ и $I_{вх2}$. В некоторых ИС, как, например, К153УД1 и К140УД8, имеются специальные выводы для компенсации смещения нуля (рис. 3.3*б*). В этом случае разбалансировкой токов первого каскада выравнивают токи второго каскада.

Проблемы точной компенсации усложняются в регулируемом усилителе. В этом случае можно использовать схему со ступенчатой регулировкой, в которой компенсация сохраняется в любом положении обоих переключателей [17], поскольку сохраняется

суммарное сопротивление инвертирующего входа относительно земли, либо применять пару полевых транзисторов, как это сделано в [23].

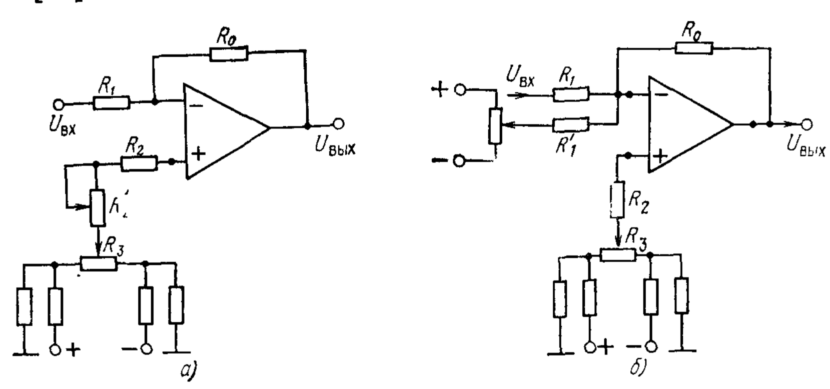


Рис. 3.2. Схема компенсации напряжения смещения (R_3) и разности входных токов (R'_2) на неинвертирующем входе (*а*) и схема компенсации напряжения смещения и разности входных токов на разных входах ОУ (*б*)

Балансировка в диапазоне температур. Точная компенсация смещения нуля ОУ (балансировка) в диапазоне температур возможна только с учетом температурных зависимостей $U_{см}$ и $I_{вх}$ конкретного усилителя.

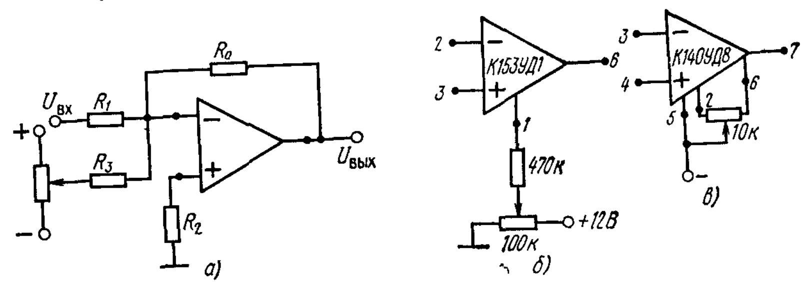


Рис. 3.3. Простая схема компенсации напряжения смещения (*а*), компенсация напряжения смещения в ИС К153УД1 (*б*) и в ИС К140УД8 (*в*)

На практике встречаются способы компенсации с помощью аналогичного операционного усилителя [18].

Если ОУ управляется многоканальным коммутатором, например, когда он применяется для нормирования сигналов в многоканальных системах сбора данных, то точную компенсацию смещения можно осуществлять в промежутках времени между рабочими циклами.

На рис. 3.4*а* рабочий цикл соответствует положению *2* переключателей. Между рабочими циклами переключатели находятся в положении 1. В этом случае конденсатор *C* заряжается до напряже-

ния, равного напряжению смещения. В течение рабочего цикла напряжение на конденсаторе включается в цепь обратной связи и уменьшает дрейф операционного усилителя до 0,1 мкВ/° С.

Более точную компенсацию (до 0,05 мкВ/° С) имеет цепь смещения (рис. 3.4*б*) [19]. Применяются и более сложные динамические методы компенсации дрейфа нуля, например, путем подачи на вход усилителя компенсирующего сигнала постоянного тока, который периодически модулируется с помощью ключа или модулятора. Однако, полученные в подобных схемах (рис. 3.4*б*) результаты (0,05 мкВ/° С) вполне достаточны для большинства схем переключаемых усилителей.

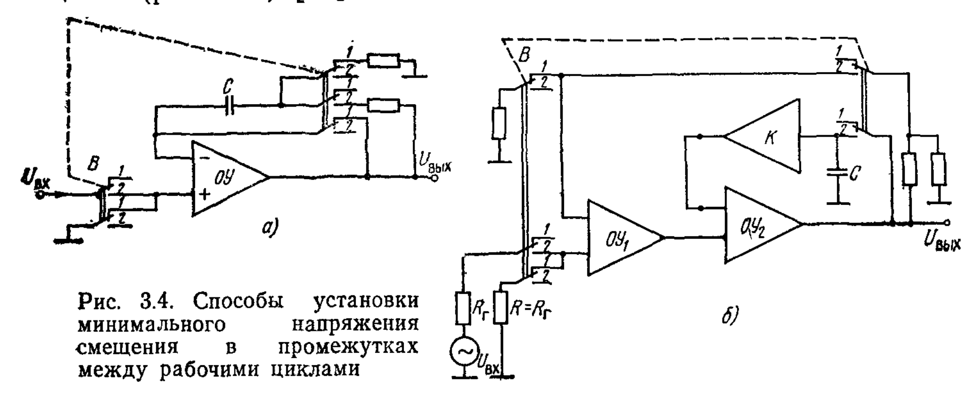


Рис. 3.4. Способы установки минимального напряжения смещения в промежутках между рабочими циклами

3.3. Источники питания универсальных ИС

Для многих видов универсальных аналоговых ИС требуется двуполярное питание. При этом в сбалансированных по выходу схемах, таких как К140МА1, важно точное сохранение соотношения между положительным и отрицательным напряжениями.

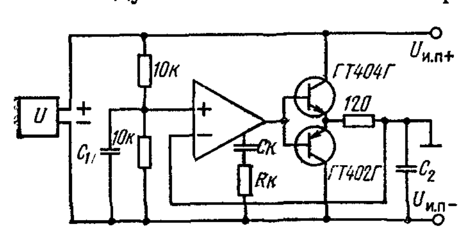


Рис. 3.5. Преобразователь однополярного напряжения в двуполярное на ОУ

На рис. 3.5 показано устройство, преобразующее однополярное напряжение в двуполярное. Схема поддерживает соотношение между $+U_{и.п}/2$ и $-U_{и.п}/2$ с точностью 2—3 мВ при изменении одного из токов питания на 10 мА. При точной балансировке схема потребляет ток 2,5 мА. Конденсатор C_1 подавляет шумы и предотвращает возникновение паразитной генерации, а конденсатор C_2 сглаживает выбросы тока [20].

В [21] описан стабилизатор для питания двуполярных ИС на двух ОУ. Уровень пульсаций в схеме не более 1 мВ.

В некоторых случаях при построении функционального узла на ОУ можно обойтись однополярным источником. В схеме усилителя

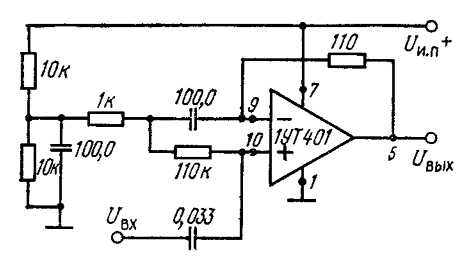


Рис. 3.6. Схема УНЧ с однополярным питанием

низкой частоты (рис. 3.6) операционный усилитель, кроме усиления сигнала, выполняет одновременно функции, аналогичные функциям ОУ в схеме на рис. 3.5.

Операционный усилитель позволяет практически полностью устранить пульсации на выходе источника питания, как это сделано, например, в устройстве, описанном в [22].

3.4. Обеспечение устойчивости цепи коррекции

Прежде чем решать вопрос о выборе элементов цепи коррекции, необходимо определить, нужны ли они вообще. Для этого необходимо располагать логарифмической амплитудной характеристикой (ЛАХ) и фазовой характеристикой ОУ (рис. 3.7). Обычно ЛАХ ОУ известна, а фазовая характеристика может быть построена по известной ЛАХ, так как типовые схемы ОУ являются минимально-фазовыми цепями.

Пусть с помощью ОУ, характеристики которого приведены на рис. 3.7, необходимо построить масштабный усилитель с $K_{yU\,p}=$ $=50$ дБ. Затем на графике ЛАХ проводим прямую *1*, соответствующую 50 дБ. В этом случае цепи коррекции не нужны, так как точка, в которой $\varphi=180°$ (точка *A* на рис. 3.7), оказалась ниже прямой *1*. Это означает, что на частоте f_A, когда обратная связь из отрицательной превращается в положительную ($\varphi=180°$), усиление по петле меньше 1 (0 дБ), поэтому генерация не возникает. В данном примере усиление по петле ($K_{yU\,0}-K_{yU\,p}$) на частоте f_A будет 30—50 дБ.

Рассмотрим второй пример. Пусть требуется построить масштабный усилитель с $K_{yU\,p}=10$ дБ, что соответствует прямой *2* на рис. 3.7. Глубина обратной связи в этом случае должна быть 70 дБ. Однако такой усилитель будет генерировать, так как точка *A* оказывается выше прямой *2*. Это означает, что на частоте f_A, где $\varphi=180°$, усиление по петле больше 1. Следует заметить, что для более точной оценки устойчивости следует учитывать запас по фазе и другие факторы. Таким образом, можно сделать вывод: чем меньшее мы хотим получить усиление с обратной связью, тем менее устойчивым будет усилитель.

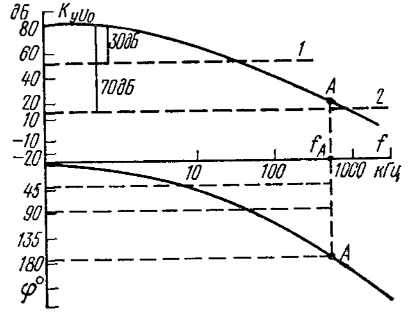


Рис 3.7. К определению необходимости подключения цепей коррекции

Однако если иметь в виду конструктивную паразитную положительную обратную связь, то в любом усилителе большее усиление будет обусловливать меньшую устойчивость. Так, обеспечить устойчивую работу без обратной связи ОУ К153УД1, усиление которого достигает 10^5, практически невозможно из-за паразитной связи между выходными и входными цепями. На практике чаще других применяются следующие виды частотной коррекции: шунтирующие RC-цепи, увеличение емкости, обусловленной эффектом Миллера, создание положительного фазового сдвига.

Включение корректирующих цепей может иметь и нежелательные последствия: уменьшение максимально возможной глубины обратной связи и скорости нарастания выходного сигнала, сужение полосы пропускания, увеличение шумов и конструктивные неудобства.

При выборе корректирующих цепей следует учитывать эти факторы.

Корректирующие цепи ОУ типов К140УД1, К140УД2 и К153УД1. Самым простым способом частотной коррекции усилителя К140УД1 является подключение конденсатора большой емкости на выход ОУ. В этом случае ЛАХ будет определяться единственной RC-цепью, поэтому в этом случае запас по фазе составляет 90°. Тот же результат даст подключение конденсатора, но меньшей емкости, к выводу *3*. На рис. 3.8 показаны ЛАХ ОУ К140УД1 с конденсатором емкостью 0,1 мкФ, подключенным к выводу *3*.

Спады характеристик при различных K_{yU_p} повторяют спад ЛАХ без обратной связи. Данный метод можно применять для построения УПТ или УНЧ,

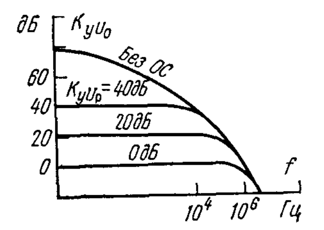


Рис. 3.8. ЛАХ решающих усилителей на ОУ К140УД1 при подключении конденсатора емкостью 0,1 мкФ к выводу *3*

при этом обеспечивается хорошая стабильность и уменьшение высокочастотных составляющих шумов.

Для расширения полосы частот вместо конденсатора следует к выводу *3* подключить последовательную цепочку из резистора $R_к$ и конденсатора $C_к$. В этом случае спад ЛАХ начинается не с нулевой частоты, а с некоторой более высокой частоты полюса. Для этого случая справедливы следующие эмпирические формулы:

$$R_к = 20\,(1 + R_0/R_1),\ \text{Ом}; \tag{3.5}$$

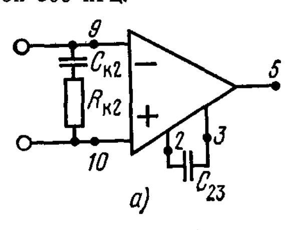
$$C_к = \frac{0{,}01}{1 + R_0/R_1},\ \text{мкФ}, \tag{3.6}$$

где R_0 и R_1 — сопротивления обратной связи масштабного усилителя.

Усилитель оказывается более широкополосным, если подключать последовательную RC-цепь к выводу *12*. В этом случае рекомендуемые сопротивления $R_к$ и емкости $C_к$ указаны ниже.

K_{yU_p}, дБ	0	20	40	54
$R_к$, Ом	75—120	320	620	1000
$C_к$, пФ	1000	510	100	100

При использовании ОУ К140УД1 возможна компенсация на опережение по фазе. Для этого к выводам *2* и *3* подключается конденсатор C_{23}=50—70 пФ. Второй полюс ЛАХ сдвигается вправо, а полоса пропускания расширяется примерно в 4 раза. Тем не менее при усилении каскада с обратной связью менее 30 дБ такой коррекции недостаточно для обеспечения устойчивости и требуется создать отставание по фазе. Коррекция с помощью конденсатора C_{23} применяется для получения наиболее широкополосных усилителей, поэтому дополнительную цепь коррекции выгодно ставить на входе. В этом случае скорость нарастания выходного сигнала не ухудшится. С учетом обеих цепей коррекции (рис. 3.9*а*) можно обеспечить максимальное синусоидальное напряжение с частотой 500 кГц.



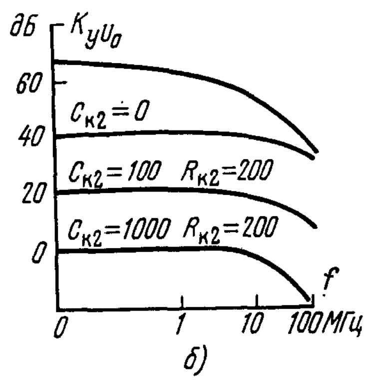


Рис. 3.9. Подключение цепей коррекции на опережение по фазе к ОУ К140УД1 (*а*) и ЛАХ решающих усилителей на ОУ К140УД1 с коррекцией на опережение по фазе при C_{23}=50 пФ и R_0=10 кОм (*б*)

Логарифмические амплитудные характеристики усилителя с коррекцией на опережение по фазе с помощью C_{23}=50 пФ при R_0=10 кОм показаны на рис. 3.9*б*.

Характеристики на рис. 3.9*б* справедливы при активных сопротивлениях нагрузки и источника сигнала. Если нагрузка носит емкостный характер (50—100 пФ), то следует уменьшать сопротивление $R_{к2}$ и увеличивать емкость $C_{к2}$.

Следует заметить, что цепи коррекции, включаемые на вход усилителя, ухудшают шумовые свойства каскада, так как эти элементы, не влияя на уровень шума, уменьшают уровень сигнала на входе.

Пример подключения цепей коррекции к усилителю К140УВ2 показан на рис. 3.10*а*, спецификация элементов в табл. 3.1 и соответствующие частотные характеристики — на рис. 3.10*б*.

На рис. 3.11*а* показана рекомендуемая схема включения цепей коррекции ОУ К153УД1.

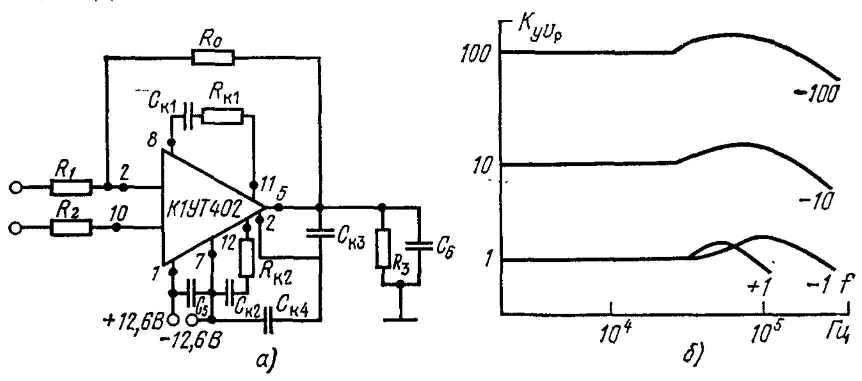


Рис. 3.10. Решающий усилитель на ОУ К140УД2 и его цепи коррекции (*а*); ЛАХ решающего усилителя на ОУ К140УД2 (*б*)

Таблица 3.1

Обозначение элементов схемы, приведенной на рис. 3.10, и единицы измерения	Емкости и сопротивления элементов для различных коэффициентов передачи K_{yU_p}			
	+1	−1	−10	−100
$C_{к_1}$, пФ	6800	3300	2200	2200
C_5, пФ	33000	33000	33000	33000
$C_{к_2}$, мкФ	1,0	0,25	0,25	—
$C_{к_3}$, пФ	2200	1200	750	750
$C_{к_4}$, пФ	15000	6800	6800	6800
C_6, пФ	100	100	100	100
R_2, кОм	10	10	10	10
R_1, кОм	—	20	11	10
R_0, кОм	10	20	110	1000
$R_{к_1}$, Ом	200	200	200	200
$R_{к_2}$, Ом	100	100	100	—
R_3, кОм	1	1	1	1

Получаемые частотные характеристики и значения $C_{к1}$, $C_{к2}$ и $R_{к1}$ показаны на рис. 3.11*б*. Влияние цепи коррекции $C_{к1}$, $R_{к1}$ приводит к увеличению емкости, обусловленной эффектом Миллера ($C_{эфф}=C_{к1}K_2$). Чем больше эта емкость, тем ниже скорость нарастания $V_{U вых}$ (до 0,25 В/мкс), так как

$$V_{U_{вых}}=\frac{dU}{dt}=\frac{I_{к2}}{C_{эфф}}=\frac{I_{к2}}{K_2C_{к1}}\,. \qquad (3.7)$$

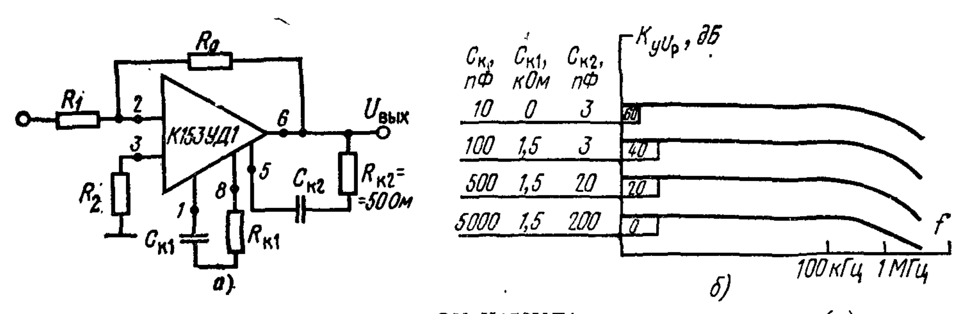


Рис. 3.11. Решающие усилители на ОУ К153УД1 с цепями коррекции *(а)* и его ЛАХ *(б)*

Емкость конденсатора $C_{к2}$ на $V_{U вых}$ не влияет, так как ток последнего каскада значительно больше тока второго каскада. Большую скорость нарастания (до 5 В/мкс) имеет цепь коррекции, схема которой показана на рис. 3.12, где $C_1=$ $=100$ пФ, а $C_2=20$ пФ при $K_{yU_p}=20$ дБ и $C_2=30$ пФ при $K_{yU_p}=0$ дБ.

На этих примерах видно влияние цепей коррекции на частотные свойства ОУ. Добавлением каскадов можно значительно улучшить результирующие параметры ОУ.

Если ИС дополнить выходным каскадом с коэффициентом усиления равным 7, увеличивающим скорость нарастания выходного сигнала, и создать дополнительный путь усиления для высокочастотных составляющих, то, как указывается в [24], скорость нарастания выходного напряжения увеличивается до 300 В/мкс.

Другой способ улучшения частотных свойств ОУ предложен в [25]. Повышение скорости нарастания выходного сигнала здесь достигается тем, что корректирующий конденсатор большой емкости помещен на вход, где уровни напряжений меньше, а для обеспечения необходимого тока перед ОУ устанавливается дифференциальный эмиттерный повторитель на схемах Дарлингтона. В этой схеме обеспечивается усиление синусоидального сигнала с частотой 5 МГц до 8 В. Недостатком схемы является несколько больший, по сравнению с ОУ К153УД1, дрейф нуля.

Новые ИС зачастую либо вообще не нуждаются во внешних цепях коррекции (140УД6, 140УД7, 140УД8, 544УД2, 140УД10, 140УД11), либо имеют цепь коррекции в виде конденсатора емкостью 30 пФ между зажимами *1* и *8* (153УД2, 153УД6, 140УД14).

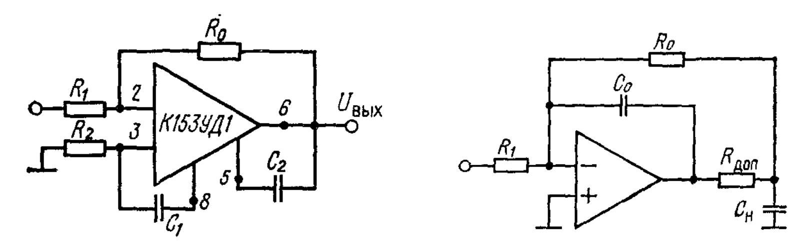


Рис. 3.12. Способ включения цепей коррекции для увеличения скорости нарастания выходного напряжения

Рис. 3.13. Нейтрализация влияния емкостной нагрузки

Рассмотрим, к каким последствиям приводит комплексный характер нагрузки.

Пусть нагрузкой масштабного усилителя является емкость, например входное сопротивление следующего каскада или входное сопротивление кабеля. Емкость $C_н$ вместе с выходным сопротивлением ОУ создает дополнительный полюс на частоте $f_{рн}$, где

$$f_{рн}=\frac{1}{2\pi R_{вых} C_н}. \qquad (3.8)$$

Цепь $R_{вых}C_н$ вносит дополнительный фазовый сдвиг. Теперь точка *А* на рис. 3.7, где $\varphi=180°$, перемещается влево, что уменьшает глубину ОС, при которой обеспечивается необходимая устойчивость. Если в этом случае выбрать ОУ с меньшим значением $R_{вых}$, то $f_{рн}$ увеличится и устойчивость может быть обеспечена. Однако выбрать другой ОУ не всегда возможно. В устройстве (рис. 3.13) действие полюса, обусловленного нагрузкой, нейтрализуется действием нуля, обусловленного емкостью C_0. Резистор $R_{доп}$ исключает влияние разбросов $R_{вых}$ ($R_{доп}>R_{вых}$). Тогда полюс соответствует частоте $f'_{рн}$, где

$$f'_{рн}=1/2\pi R_{доп} C_н, \qquad (3.9)$$

а нуль соответствует частоте $f_{н0}$, где

$$f_{н0}=\frac{1}{2\pi R_0 C_0}. \qquad (3.10)$$

Для осуществления компенсации необходимо выбрать C_0 из условия $f_{\text{н}0}=f'_{\text{рн}}$, т. е.

$$C_0=C_{\text{н}}\frac{R_{\text{доп}}}{R_0}. \qquad (3.11)$$

Другим классом нагрузки являются пассивные фильтры или длинные линии, когда эквивалентом нагрузки является цепь из индуктивности и емкости. В этом случае, если $R_{\text{вых}}$ мало́, может возникнуть генерация на частоте $f''_{\text{рн}}$, где

$$f''_{\text{рн}}=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\text{н}}C_{\text{н}}}}. \qquad (3.12)$$

Как и в устройстве (см. рис. 3.13) устойчивость обеспечивается включением резистора $R_{\text{доп}}$. Сопротивление $R_{\text{доп}}$ рекомендуется выбирать из условия [30]

$$R_{\text{доп}}=1{,}4\sqrt{L_{\text{н}}/C_{\text{н}}}. \qquad (3.13)$$

Например, при $C_{\text{н}}=0{,}01$ мкФ и $L_{\text{н}}=10$ мкГн $R_{\text{доп}}=44$ Ом. Резистор $R_{\text{доп}}$ включать не обязательно, если из (3.13) оказывается, что $R_{\text{доп}}\approx R_{\text{вых}}$.

Рассмотрим воздействие большого синфазного сигнала $U_{\text{вх.сф}}$. При отрицательной полярности $U_{\text{вх.сф}}$ входные транзисторы некоторых ОУ, например К140УД1, запираются, а транзистор генератора тока этого каскада переходит в режим насыщения, другими словами, первый каскад перестает усиливать входной дифференциальный сигнал.

При положительной полярности $U_{\text{вх.сф}}$ в режим насыщения переходят входные транзисторы, закорачивая входные зажимы ОУ. Если в этом случае ОУ включен как повторитель напряжения, то из-за действия положительного синфазного напряжения напряжение с выхода по цепи обратной связи попадает на инвертирующий вход и затем через открытые транзисторы входного каскада на инвертирующий вход, т. е. обратная связь из отрицательной становится положительной — происходит «переброс». В этом случае повторитель перейдет в триггерный режим. При еще большем $U_{\text{вх.сф}}$ и глубокой обратной связи наступает разрушение структуры. Переброс не возникает, если $K_{yU_{\text{р}}}>10$ или $R_0>30\div50$ кОм. Если эти условия выполнить нельзя, то можно применить меры защиты, например включить ограничительный диод.

Большой дифференциальный сигнал ($U_{\text{вх}}$) также приводит к нежелательным последствиям. Обычно $U_{\text{вх}\,max}<U_{\text{вх.сф}\,max}$. Превышение $U_{\text{вх}}$ выше допустимого уровня приводит к пробою перехода эмиттер — база входных транзисторов. Для защиты входного каскада применяют либо стабилитроны, либо кремниевые диоды. При введении отрицательной обратной связи воздействие большого дифференциального сигнала становится менее опасным, так как непосредственно на входе ОУ уровни сигнала будут меньше. Однако, если на вход попадают импульсы со скоростью нарастания большей, чем скорость нарастания выходного напряжения $V_{U\,\text{вых}}$, для

них в первый момент обратная связь действовать не будет, и схема может выйти из строя. В схемах с ОУ, имеющими малые значения $V_{U\,\text{вых}}$, например К140УД2, желательно включение высокочастотных диодов.

Нередки случаи пробоя выходного каскада. Так, максимальный допустимый выходной ток ОУ К140УД1 равен 50 мА. Если при коротком замыкании этот ток будет превышен, то выходной транзистор выходит из строя. С этой точки зрения опасными являются случаи, когда непосредственно к ОУ подключается транзистор или конденсатор большой емкости. Для защиты выходного транзистора включают резистор $R_{\text{доп}}$. Сопротивление $R_{\text{доп}}$ можно найти из условия

$$R_{\text{доп}} > \frac{U_{\text{вых}\,max}}{I_{\text{вых}\,max}} - R_{\text{вых}}. \qquad (3.14)$$

Для К140УД1 $R_{\text{вых}}=270$ Ом, для К153УД1 $R_{\text{вых}}=200$ Ом. Можно ограничивать выходной ток с помощью полевого транзистора. Сопротивление его вырастает при больших токах любой полярности.

Многие новые ИС имеют внутреннюю защиту по входу (140УД6, 140УД7, 153УД2, 153УД4, 153УД5) и по выходу (140УД6, 140УД7).

Об устранении паразитной обратной связи. Обычно паразитные обратные связи возникают между выходом и неинвертирующим входом усилителя, между элементами корректирующих цепей и элементами, подключенными к входным зажимам. Кроме того, положительная обратная связь может образоваться по цепям питания и земли.

Для уменьшения паразитной обратной связи необходимо выполнять все подводящие проводники как можно короче, обеспечивая их минимальную индуктивность и минимальную емкость между выходными и входными зажимами. Влияние утечек и связей по сопротивлению изоляции печатной платы устраняется применением защитных контуров, окружающих входные цепи и соединенных с корпусом. Взаимоопасные проводники желательно располагать в различных слоях и перпендикулярно друг другу. Для снижения уровня помех, обусловленных индуктивностью шин питания и заземления, желательно увеличивать емкость фильтра, для чего шины делают более широкими (до 5 мм) и располагают их на соседних слоях в виде смежных плоскостей. В каждом каскаде на ОУ и перемножителе желательно включать фильтры в цепях питания, причем конденсаторы необходимо устанавливать как можно ближе к корпусу ИС. Паразитная обратная связь между выходом ОУ и неинвертирующим входом особенно опасна в случае источника сигнала с большим выходным сопротивлением. Если нет цепей коррекции на входе, то для устранения генерации неинвертирующий вход можно соединить с землей через емкость 50—100 пФ, а входной сигнал подавать на инвертирующий вход.

Наибольшие трудности возникают при проектировании малогабаритных устройств с большим усилением на высокой частоте. В

этом случае особенно короткими должны быть проводники, идущие от ИС к переключателям и контурам. Контуры необходимо тщательно экранировать со всех сторон, помещая под экраны и контурные конденсаторы. Если в высокочувствительную ИС сигнал возвращается после детектора, то желательно экранировать все элементы детектора.

Глава 4

АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ НА УНИВЕРСАЛЬНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМАХ

Вопросам, связанным с активными фильтрами, посвящено большое количество книг и статей. В [26] приводится обзор результатов, опубликованных более чем в 2000 отечественных и зарубежных работах. Общеизвестны работы [27—29] и другие, освещающие вопросы проектирования активных фильтров с использованием ИС. Подавляющее большинство работ предназначено для научных работников и инженеров, специально занимающихся разработкой активных *RC*-цепей. Однако за последние годы благодаря использованию ИС области применения активных *RC*-фильтров значительно расширились. Теперь нередки случаи, когда разработчики аппаратуры связи вынуждены применять активные фильтры при проектировании радиоприемной, радиопередающей или контрольно-измерительной аппаратуры.

Далее приводится методика расчета, позволяющая специалистам различных радиотехнических специальностей оперативно проектировать часто применяемые активные *RC*-фильтры.

Основной характеристикой фильтра является его порядок (n), определяемый старшей степенью полиномов передаточной функции. Чем больше порядок фильтра, тем круче скаты частотной характеристики, т. е. выше избирательные свойства. Чем выше порядок фильтра, тем больше необходимо использовать реактивных элементов. Фильтры n-го порядка обычно строятся из каскадного соединения $n/2$ фильтров (звеньев) 2-го порядка и если n — нечетное, то к $(n—1)/2$ звеньям 2-го порядка добавляется звено 1-го порядка. Для реализации каждого звена 2-го порядка требуется одна или несколько ИС. Звенья характеризуются также добротностью. Чем выше добротность, тем выше избирательные свойства звена вблизи частоты среза.

Для построения активных фильтров на ИС лучше всего подходят операционные усилители (ОУ), реже применяются ИС единичных усилителей. Единичным усилителем мы будем называть неинвертирующий усилитель с большим входным и малым выходным сопротивлениями и коэффициентом передачи близким, но не обязательно равным единице. Звенья 2-го порядка строятся на одном или нескольких ОУ с включением *RC*-цепей на входе и в цепи отрицательной обратной связи. Такие звенья хорошо стыкуются друг с другом, не оказывая взаимного влияния. Обычно для $Q \leqslant 15$ используются звенья на одном ОУ. Звенья на трех ОУ обеспечивают более высокую добротность.

Если в цепь обратной связи включить двойной Т-образный мост или мост Вина, то можно на одном ОУ построить полосовой фильтр 2-го порядка с довольно высокой добротностью. Подобные мостовые фильтры обычно не соединяются каскадно, так как они имеют большие выходные сопротивления и требуют экранировки. Однако благодаря легкости получения высокой добротности, простоте схемы, а также удобству перестройки резонансной частоты и возможности регулировки добротности мостовые фильтры 2-го порядка находят широкое применение.

Расчет активных многозвенных фильтров складывается из двух этапов: сначала определяются число звеньев и коэффициенты их передаточных функций, а затем рассчитываются значения сопротивлений и емкостей каждого звена.

В аппаратуре связи широкое применение в интегральном исполнении находят фильтры нижних частот (ФНЧ), фильтры верхних частот (ФВЧ) и полосо-

вые фильтры (ПФ). Режекторные фильтры (РФ) используются реже, так как их трудно настраивать (в особенности это относится к звеньям на одном ОУ) и они могут иметь всплеск частотной характеристики вблизи полосы режекции. Режекторный фильтр можно получить, используя инвертирующий полосовой фильтр, включенный на вход суммирующего усилителя (рис. 4.1).

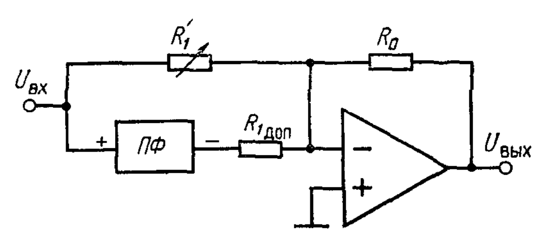


Рис. 4.1. Схема для получения режекторных свойств с помощью полосового фильтра

Сопротивления резисторов $R_{1доп}$ и R'_1 выбирают так, чтобы в полосе пропускания ПФ сигнал на входе ОУ был полностью скомпенсирован. Тогда передаточная функция такого узла будет

$$H(s)_{РФ} = H_0 - H(s)_{ПФ}, \tag{4.1}$$

где s — комплексная частота; H_0 — затухание в полосе пропускания.

4.1. Определение коэффициентов передаточных функций фильтровых звеньев по исходным требованиям к фильтру

Расчет коэффициентов передаточных функций складывается из следующих этапов:

преобразование исходных требований к фильтру в требования к низкочастотному прототипу фильтра, который копирует селективные свойства в области низких частот;

аппроксимация передаточной функции низкочастотного прототипа;

расчет коэффициентов передаточных функций звеньев низкочастотного прототипа;

преобразование коэффициентов передаточных функций звеньев низкочастотного прототипа в коэффициенты передаточных функций звеньев требуемого фильтра.

Переход к низкочастотному прототипу.

Примем обозначения: ω_0 — угловая частота среза ФНЧ или ФВЧ; $\omega_р$ — резонансная угловая частота ПФ или РФ; Ω — нормированная (относительно частоты среза) частота; Q — добротность ПФ или РФ; H — затухание. Если проектируется ФНЧ, то переход заключается в нормировании частоты относительно частоты среза. Необходимо задаться неравномерностью в полосе пропускания ΔH и определить относительные частоты $\Omega = \omega/\omega_0$ (ω_0 — частота среза) в полосе задерживания, где требуется получить данный коэффициент передачи (рис. 4.2*а*, *д*).

Для ФВЧ низкочастотным прототипом будет ФНЧ с теми же частотой среза, неравномерностью в полосе пропускания и относительными частотами для точек) с заданным затуханием, равным $\Omega = \omega_0/\omega$. Рисунки 4.2*д*, *б* поясняют переход от ФВЧ (*б*) к его низкочастотному прототипу (*д*).

Считаем, что $\Omega_1 = \omega_0/\omega_1$ и $\Omega_2 = \omega_0/\omega_2$.

Рисунки 4.2*д*, *в* поясняют переход от полосового фильтра (*в*) к его низкочастотному прототипу (*д*), где $\omega_р = \sqrt{\omega_н \omega_в}$; $\omega_н$ и $\omega_в$ — границы полосы пропускания. В этом случае

$$\Omega_1 = Q(\omega_р/\omega_1 - \omega_1/\omega_р) \quad \Omega_2 = Q(\omega_2/\omega_р - \omega_р/\omega_2), \text{ где } Q = \omega_р/(\omega_в - \omega_н).$$

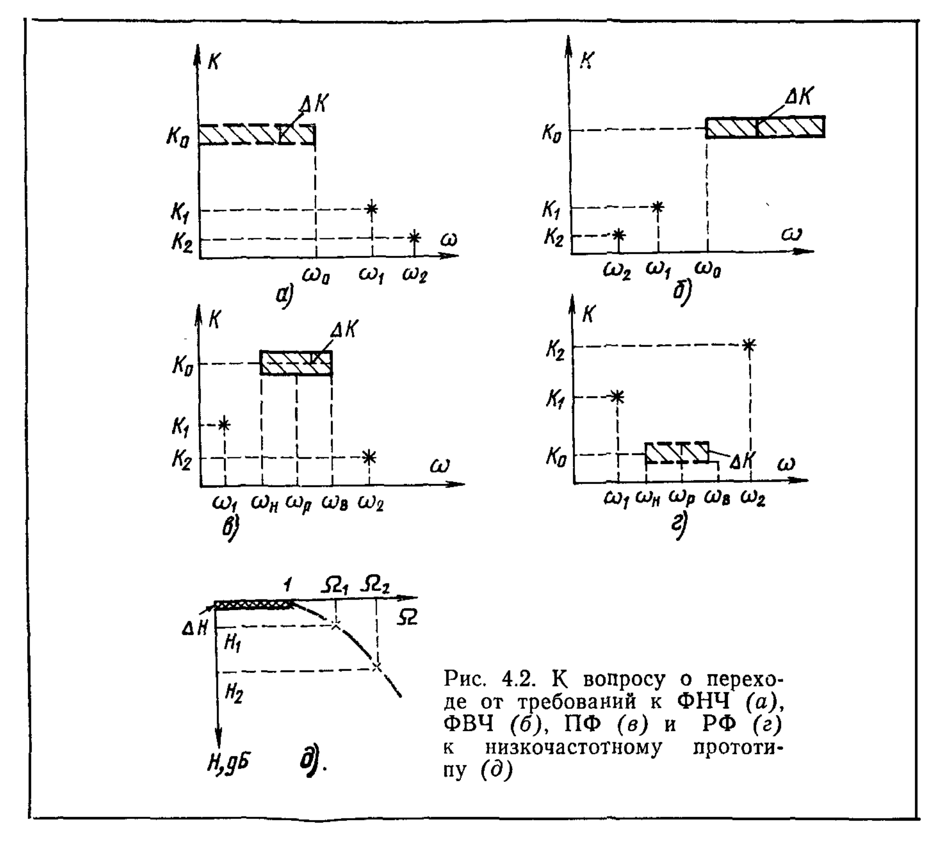


Рис. 4.2. К вопросу о переходе от требований к ФНЧ *(а)*, ФВЧ *(б)*, ПФ *(в)* и РФ *(г)* к низкочастотному прототипу *(д)*

Для узкополосных фильтров ($Q>1$) справедливы следующие приближенные соотношения:

$$\Omega_1=\frac{\omega_р-\omega_1}{\omega_р-\omega_н}\,;\;\Omega_2=\frac{\omega_2-\omega_р}{\omega_в-\omega_р}\,.$$

В соответствии с (4.1) относительные частоты режекторного фильтра определяются аналогично полосовому, считая $\omega_н$ и $\omega_в$ на рис. 4.2*г* границами полосы режекции, тогда величины $\omega_р$, Ω_1, Ω_2, Q будут определяться аналогично предыдущему случаю.

Для ФНЧ, ФВЧ и ПФ $H_1=20\lg\dfrac{K_0}{K_2}$, $H_2=20\lg\dfrac{K_0}{K_2}$; для РФ $H_1=20\lg\dfrac{K_1}{K_0}$; $H_2=20\lg\dfrac{K_2}{K_0}$.

Аппроксимация. После определения требований к низкочастотному прототипу необходимо выбрать вид аппроксимации. Чаще других используются аппроксимации по Чебышеву или Баттерворту. Фильтр, описываемый полиномом Чебышева, имеет лучший коэффициент прямоугольности, т. е. используя его, можно обеспечить то же затухание на заданных частотах при меньшем числе звеньев. Преимуществом фильтра, описываемого полиномом Баттерворта, являются лучшее распределение неравномерности затухания в полосе пропускания и более равномерная фазовая характеристика, которая легче корректируется. Лучшее распределение неравномерности в таком фильтре заключается в плавном увеличении неравномерности при увеличении расстройки.

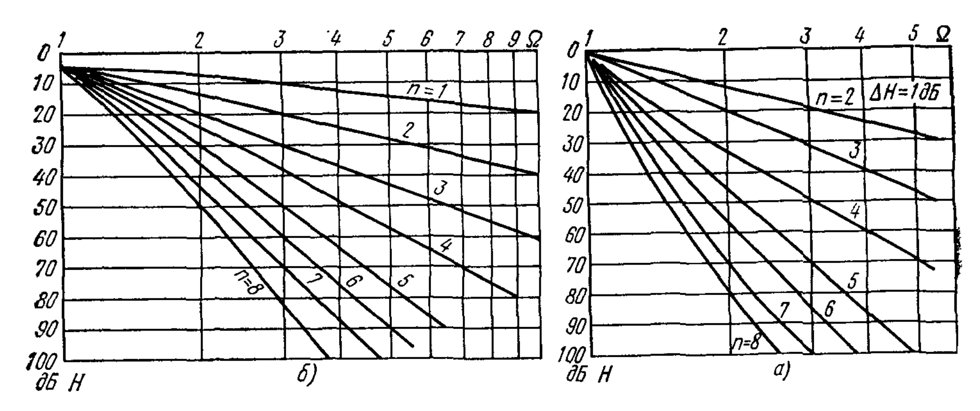


Рис. 4.3. Частотные характеристики фильтров при аппроксимации по Чебышеву при $\Delta H=1$ дБ (*а*) и по Баттерворту (*б*)

Для определения порядка полинома по требованиям к низкочастотному прототипу необходимо воспользоваться графиками затуханий, приведенных в [28—30]. При аппроксимации по Чебышеву графики даны для различных значений затухания в полосе пропускания ΔH (рис. 4.3*а*). Заметим, что при аппроксимации по Баттерворту затухание на частоте среза равно 3 дБ. На рис. 4.3*б* кривые затухания соответствуют полиному Баттерворта. После того как выбран вид аппроксимации, необходимо найти порядок полинома (n) так, чтобы кривая затухания на рис. 4.2 проходила ниже точек с нормированными частотами Ω_1, Ω_2 (рис. 4.2*д*).

Таким образом будет определен порядок фильтра, являющегося низкочастотным прототипом требуемого фильтра.

Коэффициенты полиномов 2-го и 1-го порядка звеньев низкочастотного прототипа. Обычно вместе с графиками для полиномов различных порядков приводятся коэффициенты множителей 2-го и 1-го порядков. Так, для полиномов Чебышева при $\Delta H=1$ дБ коэффициенты множителей представлены в табл. 4.1. Соответствующие коэффициенты множителей для полиномов Баттерворта даны в табл. 4.2.

Таблица 4.1

Порядок полинома	Множители 2-го и 1-го порядков и их коэффициенты, составляющие полином при аппроксимации по Чебышеву при неравномерности в полосе пропускания $\Delta H=1$ дБ
2	$0{,}907p^2+0{,}996p+1$
3	$(1{,}006p^2+0{,}497p+1)(2{,}024p+1)$
4	$(1{,}014p^2+0{,}283p+1)(3{,}579p^2+2{,}411p+1)$
5	$(1{,}012p^2+0{,}181p+1)(2{,}330p^2+1{,}091p+1)(3{,}454p+1)$
6	$(1{,}009p^2+0{,}126p+1)(1{,}793p^2+0{,}609p+1)(8{,}019p^2+3{,}722p+1)$
7	$(1{,}007p^2+0{,}092p+1)(1{,}530p^2+0{,}392p+1)(4{,}340p^2+1{,}606p+1)\times$ $\times(4{,}869p+1)$
8	$(1{,}006p^2+0{,}070p+1)(1{,}382p^2+0{,}276p+1)(2{,}934p^2+0{,}875p+1)\times$ $\times(14{,}232p^2+5{,}010p+1)$

Пусть для какого-то фильтра задана чебышевская аппроксимация при $\Delta H=1$ дБ и оказалось, что требованиям к низкочастотному прототипу удовлетворяет полином 4-го порядка. Это означает, что низкочастотный прототип должен состоять из двух звеньев 2-го порядка с передаточными функциями

$$H_{p1}=\frac{1}{1{,}014\,p^2+0{,}283\,p+1} \text{ и } H_{p2}=\frac{1}{3{,}579\,p^2+2{,}411\,p+1}.$$

Таблица 4.2

Порядок полинома	Множители 2-го и 1-го порядков и их коэффициенты, составляющие полином при аппроксимации по Баттерворту
2	$p^2+1,414p+1$
3	$(p+1)(p^2+p+1)$
4	$(p^2+0,765p+1)(p^2+1,848p+1)$
5	$(p+1)(p^2+0,618p+1)(p^2+1,618p+1)$
6	$(p^2+0,518p+1)(p^2+1,412p+1)(p^2+1,932p+1)$
7	$(p+1)(p^2+0,445p+1)(p^2+1,247p+1)(p^2+1,802p+1)$
8	$(p^2+0,390p+1)(p^2+1,111p+1)(p^2+1,166p+1)(p^2+1,962p+1)$

Переход от звеньев низкочастотного прототипа к звеньям требуемого фильтра. После того как получены передаточные функции звеньев низкочастотного прототипа, необходимо перейти к звеньям требуемого фильтра, используя следующие подстановки:

для ФНЧ $p = s/\omega_0$,

для ФВЧ $p = \omega_0/s$,

для ПФ $p = Q\,[(\omega_р/s) + (s/\omega_р)]$,

для РФ $p = \dfrac{1}{Q\,[(\omega_р/s) + (s/\omega_р)]}$.

На практике коэффициенты передаточных функций удобнее рассчитывать для относительных частот, где $\omega_0=1$ или $\omega_р=1$, переходя к абсолютным частотам на последнем этапе — при расчете емкостей конденсаторов. В этом случае переход к звеньям требуемого фильтра осуществляется подстановками

$$\left.\begin{array}{ll} \text{для ФНЧ} & p = s, \\ \text{для ФВЧ} & p = 1/s, \\ \text{для ПФ} & Q\left(s+\dfrac{1}{s}\right), \\ \text{для РФ} & \dfrac{1}{Q\left(s+\dfrac{1}{s}\right)}. \end{array}\right\} \quad (4.2)$$

После подстановки знаменатель передаточной функции требуемого звена представим в виде $s^2+\alpha\Omega_i s+\Omega^2_i$. Здесь Ω_i — нормированная частота среза или нормированная резонансная частота i-го звена. Если $\Omega_i=1$, значит частоты среза или резонансные частоты i-го звена и всего фильтра совпадают; α — величина, обратная добротности звена.

Пусть полученное в предыдущем примере первое звено требуется преобразовать в звено ФВЧ, тогда получим

$$H(s) = \frac{1}{1,014\,\dfrac{1}{s^2} + 0,283\,\dfrac{1}{s} + 1} = \frac{s^2}{s^2 + 0,281\cdot 1,007\cdot s + (1,007)^2}.$$

Таким образом, в нашем случае

$\alpha = 0,281,\ \Omega_i = 1,007.$

Это означает, что добротность звена $1/\alpha$ равна 3,56, а частота среза отличается от частоты среза всего фильтра в 1,007 раз.

В общем случае при переходе от звеньев низкочастотного прототипа к звеньям ФНЧ или ФВЧ число звеньев, их добротность и сдвиг частоты среза остаются теми же, за исключением того, что в случае ФВЧ сдвиг частоты среза происходит в другую сторону.

При переходе к ПФ или РФ преобразования усложняются, так как каждый множитель 2-го порядка при указанных выше подстановках превращается в полином 4-й степени и его требуется разбить на два множителя 2-й степени. Преобразования могут вестись в следующем порядке [31].

Пусть получены коэффициенты звена 2-го порядка низкочастотного прототипа в виде

$$H(p)=\frac{1}{b_2p^2+b_1p+1}=\frac{1/b_2}{p^2+(b_1/b_2)p+(1/b_2)}. \qquad (4.3)$$

После подстановки $p=Q(\frac{1}{s}+s)$ в случае ПФ числитель будет равен $(1/b_2)s^2(1/Q^2)$, а в знаменателе будет уравнение 4-й степени относительно переменной s. Если отыскать корни знаменателя $s_{к1}$, $s_{к2}$, $s'_{к1}$ и $s'_{к2}$, то полученную после подстановки функцию можно записать в виде

$$H(s)=\frac{1/b_2 s^2 1/Q^2}{(s-s_{к1})(s-s'_{к2})(s-s_{к2})(s-s'_{к2})}. \qquad (4.4)$$

Величины $s_{к1}$, $s'_{к1}$, $s_{к2}$ и $s'_{к2}$ можно определить, найдя корни знаменателей в (4.3). Пусть они равны $\sigma+j\Omega_к$ и $\sigma-j\Omega_к$, т. е. знаменатель (4.3) преобразуется как

$$p^2+\frac{b_1}{b_2}p+\frac{1}{b_2}=[p-(\sigma+j\Omega_к)][p-(\sigma-j\Omega_к)].$$

Тогда

$$\left.\begin{aligned}
s_{к1};s'_{к1}&=\left(\frac{\sigma}{2Q}+\frac{1}{2}\sqrt{\frac{A+\sqrt{A^2+E^2}}{2}}\right)\pm i\left(\frac{\Omega_к}{2Q}-\frac{1}{2}\times\right.\\
&\left.\times\sqrt{\frac{-A+\sqrt{A^2+E^2}}{2}}\right),\\
s_{к2};s'_{к2}&=\left(\frac{\sigma}{2Q}-\frac{1}{2}\sqrt{\frac{A+\sqrt{A^2+E^2}}{2}}\right)\pm i\left(\frac{\Omega_к}{2Q}+\frac{1}{2}\times\right.\\
&\left.\sqrt{\frac{-A+\sqrt{A^2+E^2}}{2}}\right)
\end{aligned}\right\} \qquad (4.5)$$

где

$$A=(\sigma^2-\Omega^2_к)\frac{1}{Q^2}-4,\; E=2\sigma\Omega_к\frac{1}{Q^2}.$$

В случае узкополосных полосовых фильтров ($Q>1$) формулы (4.5) упрощаются:

$$s_{к1};s'_{к1};s_{к2};s'_{к2}=\frac{\sigma}{2Q}\pm i\left(1\pm\frac{\Omega_к}{2Q}\right). \qquad (4.6)$$

Таким образом, одно звено 2-го порядка ФНЧ преобразовалось в два звена 2-го порядка ПФ вида

$$\left.\begin{aligned}
H(s)_{ПФ1}&=\frac{\sqrt{1/b_2}\,s\,1/Q}{(s-s_{к1})(s-s'_{к1})},\\
H(s)_{ПФ2}&=\frac{\sqrt{1/b_2}\,s\,1/Q}{(s-s_{к2})(s-s'_{к2})}.
\end{aligned}\right\}$$

В случае преобразования в РФ получается передаточная функция вида

$$H(s)_{\text{РФ}} = \frac{1/b_2 Q^2 (1+s^2)^2}{(s - s_{\text{к}1})(s - s'_{\text{к}1})(s - s_{\text{к}2})(s - s'_{\text{к}2})}, \tag{4.8}$$

$$\left.\begin{aligned}
&\text{где } s_{\text{к}1};\, s'_{\text{к}1} = \left[\frac{\sigma\Delta\omega}{2(\sigma^2+\Omega^2_{\text{к}})} + \sqrt{\frac{A+\sqrt{A^2+E^2}}{2}}\right] \pm \\
&\pm i\left[\frac{\Omega_{\text{к}}\Delta\omega}{2(\sigma^2+\Omega^2_{\text{к}})} - \sqrt{\frac{-A+\sqrt{A^2+E^2}}{2}}\right]; \\
&{}_{\text{к}2}s;\, s'_{\text{к}2} = \left[\frac{\sigma\Delta\omega}{2(\sigma^2+\Omega^2_{\text{к}})} + \sqrt{\frac{A+\sqrt{A^2+E^2}}{2}}\right] \pm \\
&\pm i\left[\frac{\Omega_{\text{к}}\Delta\omega}{2(\sigma^2+\Omega^2_{\text{к}})} + \sqrt{\frac{-A+\sqrt{A^2+E^2}}{2}}\right],
\end{aligned}\right\} \tag{4.9}$$

где $A = \dfrac{(\sigma^2 - \Omega^2_{\text{к}})\Delta\omega^2}{4(\sigma^2+\Omega^2_{\text{к}})^2} - 1$; $E = \dfrac{\sigma\Omega_{\text{к}}\Delta\omega^2}{2(\sigma^2+\Omega^2_{\text{к}})}$; $\Delta\omega = \omega_{\text{в}} - \omega_{\text{н}}$.

В случае узкополосного РФ ($Q>1$) формулы упрощаются:

$$s_{\text{к}1};\, s_{\text{к}2};\, s'_{\text{к}1};\, s'_{\text{к}2} = \frac{\sigma\Delta\omega}{2(\sigma^2+\Omega^2_{\text{к}})} \pm i\left(1 \mp \frac{\Omega_{\text{к}}\Delta\omega}{2(\sigma^2+\Omega^2_{\text{к}})}\right). \tag{4.10}$$

В общем случае при преобразовании низкочастотного прототипа в ПФ или РФ звено 1-го порядка ФНЧ превращается в звено 2-го порядка ПФ или РФ, каждое звено 2-го порядка ФНЧ превращается в два звена 2-го порядка ПФ или РФ, причем добротность звена возрастает приблизительно в $2Q$ раз.

4.2. Расчет элементов схемы фильтрового звена

В результате расчетов коэффициентов фильтровых звеньев можно получить следующие четыре передаточные функции:

для ФНЧ

$$H(s) = \frac{H_0}{s^2 + \alpha\Omega_i s + \Omega_i^2}, \tag{4.11}$$

для ФВЧ

$$H(s) = \frac{H_0 s^2}{s^2 + \alpha\Omega_i s + \Omega_i^2}, \tag{4.12}$$

для ПФ

$$H(s) = \frac{H_0 s}{s^2 + \alpha\Omega_i s + \Omega_i^2}, \tag{4.13}$$

для РФ

$$(Hs) = \frac{H_0(s^2+t^2)}{s^2 + \alpha\Omega_i s + \Omega_i^2}. \tag{4.14}$$

Ниже приводится расчет элементов схемы звена, если известны α, Ω_i, H_0 и t.

В результате расчетов получаются нормированные сопротивления (r) и емкости (c).

Для перехода к действительным значениям необходимо выбрать нормирующее сопротивление $\bar{R}$. Тогда действительные сопротивления (R) определяются по формуле $R=r\bar{R}$, а емкости конденсаторов по формуле $C=\frac{c}{\omega_{0\,р}\bar{R}}$, где $\omega_{0\,р}$ — действительная угловая частота среза ФНЧ и ФВЧ, либо резонансная частота ПФ или РФ.

Такой способ расчета элементов звеньев особенно удобен, когда требуется рассчитать несколько фильтров, отличающихся частотами настройки, или когда из-за неидеальности свойств ОУ приходится несколько раз пересчитывать сопротивления и емкости.

Фильтровые звенья на трех ОУ. Схемы фильтров приведены на рис. 4.4, расчетные формулы — в табл. 4.3. Методика расчета такова. Задаемся значениями параметров элементов, которые входят в формулы 1 раз. Так, для ФНЧ выбираем $r_3=r_1=r_2=1$, $C_1=C_2=$

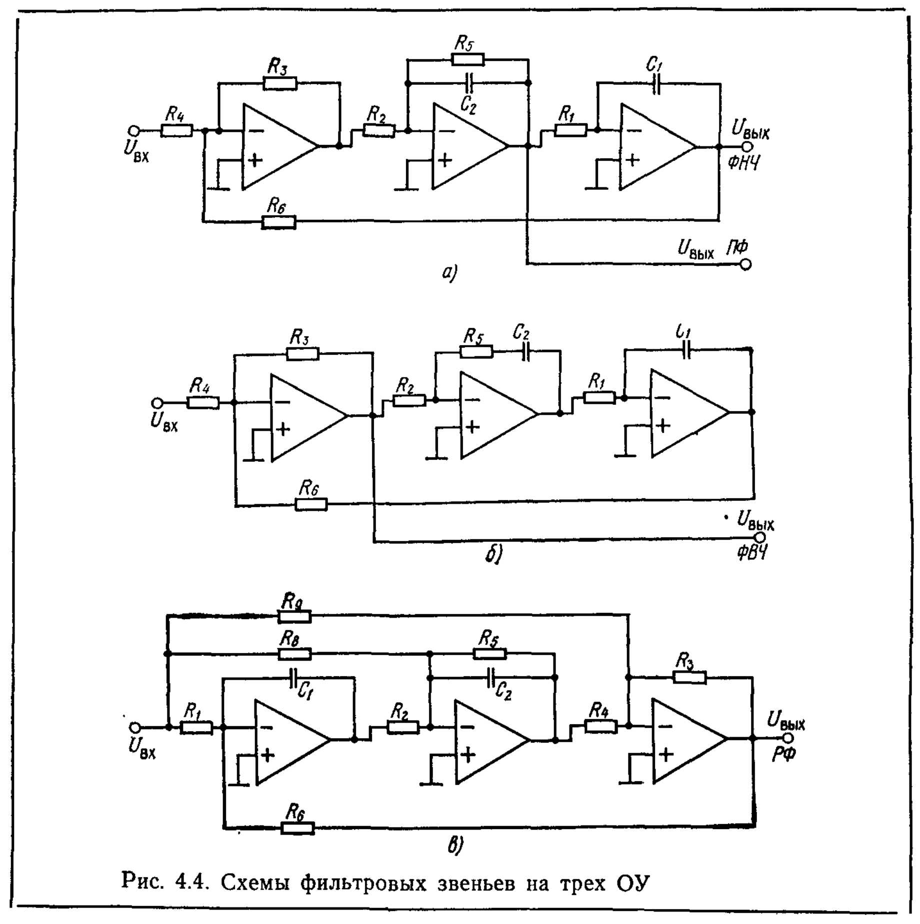


Рис. 4.4. Схемы фильтровых звеньев на трех ОУ

$=1$. Затем из равенства $\alpha\Omega_i=1/r_5c_2$ находим r_5, из равенства $H_0=\dfrac{r_3}{r_1r_2r_4c_1c_2}$ находим r_4, а из равенства $\Omega^2_i=\dfrac{r_3}{r_1r_2r_6c_1c_2}$ находим r_6. Следует заметить, что если $r_3=r_6$, $r_1=r_2=r$ и $c_1=c_2=c$, то $\Omega_i=1/rc$.

Подставляя значение для Ω_i в выражение для α, получаем $Q=1/\alpha=r_5/r$.

Таблица 4.3

Фильтр	Схема	Уравнение передаточной функции	Коэффициенты передаточной функции			
			$\alpha\Omega_i$	Ω_i^2	H_0	t^2
ФНЧ	Рис. 4.4*а*	(4.11)	$\dfrac{1}{r_5c_2}$	$\dfrac{r_3}{r_1r_2r_6c_1c_2}$	$\dfrac{r_3}{r_1r_2r_4c_1c_2}$	—
ФВЧ	Рис. 4.4*б*	(4.12)	$\dfrac{r_3r_5}{r_1r_2r_6c_1}$	$\dfrac{r_3}{r_1r_2r_6c_1c_2}$	$\dfrac{r_3}{r_4}$	—
ПФ	Рис. 4.4*а*	(4.13)	$\dfrac{1}{r_5c_2}$	$\dfrac{r_3}{r_1r_2r_6c_1c_2}$	$\dfrac{r_3}{r_1r_2r_4c_1c_2}$	—
РФ	Рис. 4.4*в*	(4.14)	$\dfrac{1}{r_5c_2}$	$\dfrac{r_3}{r_4r_2r_6c_1c_2}$	$\dfrac{r_3}{r_8}$	$\dfrac{r_3}{r_1\tau_2\tau_4c_1c_2}$ $\dfrac{r_7}{r_8}=\dfrac{r_5}{r_4}$

При выборе типа конденсаторов следует обращать внимание на $\operatorname{tg}\delta$. Предельное значение добротности ($Q_{\text{пред}}$) зависит от $\operatorname{tg}\delta$ следующим образом:

$$Q_{\text{пред}}=\frac{1}{2\operatorname{tg}\delta+2/K_{\text{y}\,U_0}}. \qquad (4.15)$$

В том случае, когда требуется построить однозвенный фильтр, не производя расчетов передаточной функции, можно выбрать все резисторы, кроме R_5 и R_4, из условия $\omega_0=\dfrac{1}{RC}$, а конденсаторы — из условия $C_1=C_2=C$. Затем с помощью R_5 установить необходимую добротность, а с помощью R_4 — коэффициент передачи.

На трех ОУ можно построить звенья другого типа, называемые в литературе звеньями, построенными по методу переменных со-

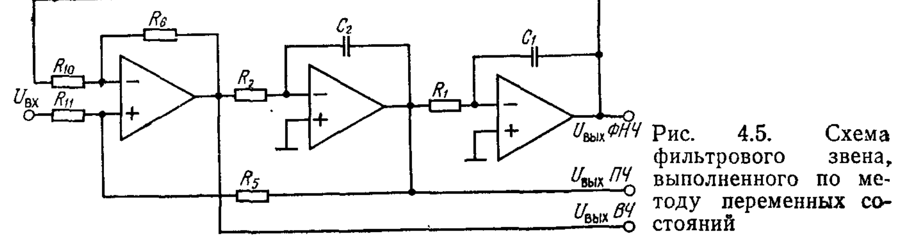


Рис. 4.5. Схема фильтрового звена, выполненного по методу переменных состояний

стояний (рис. 4.5). Формулы для расчета в этом случае приведены в табл. 4.4.

Фильтровые звенья на единичном усилителе или одном ОУ. Наиболее простые по схеме фильтровые звенья реализуются с по-

Таблица 4.4

Фильтр	Схема	Уравнение передаточной функции	Коэффициенты передаточной функции		
			$\alpha\Omega_i$	Ω_i^2	H_0
ФНЧ	Рис. 4.5	(4.11)			$\frac{1}{r_1 c_2 c_1 r_2}\cdot\frac{1+\frac{r_6}{r_{10}}}{1+\frac{r_{11}}{r_5}}$
ФВЧ	Рис. 4.5	(4.12)	$\frac{1+\frac{r_6}{r_{10}}}{1+\frac{r_5}{r_{11}}}\cdot\frac{1}{c_2 r_2}$	$\frac{r_6}{r_{10}}\cdot\frac{1}{c_1 c_2 r_2 r_1}$	$\frac{1+\frac{r_6}{r_{10}}}{1+\frac{r_{11}}{r_5}}$
ПФ	Рис. 4.5	(4.13)			$\frac{1}{c_2 r_2}\;\frac{1+\frac{r_6}{r_{10}}}{1+\frac{r_{11}}{r_5}}$

мощью единичного усилителя или одного ОУ. Расчетные формулы для звеньев на единичных усилителях (рис. 4.6) приведены в табл. 4.5.

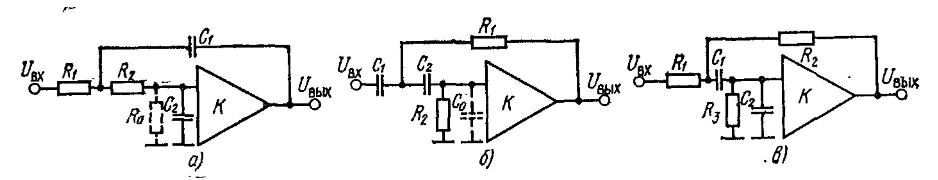


Рис. 4.6. Схемы фильтровых звеньев на единичном усилителе

Особенностью этих звеньев является большая разница между емкостями и сопротивлениями в схеме. Кроме того, расчет параметров элементов затруднен, так как уравнений всего три, а элементов, зависящих друг от друга, значительно больше. Окончательный результат получается обычно после ряда проб. В [32] предложена методика упрощенного расчета звеньев на единичных усилителях, позволяющих уменьшить количество проб.

Расчетные формулы для звеньев на одном ОУ рис. 4.7 приведены в табл. 4.6.

Таблица 4.5

Фильтр	Схема	Уравнение передаточной функции	Коэффициенты передаточной функции		
			$\alpha\Omega_i$	Ω_i^2	H_0
ФНЧ	Рис. 4.6*а*	(4.11)	$\frac{1}{r_1 c_1}+\frac{1}{r_2 c_1}+\frac{1-K}{r_2 c_2}$	$\frac{1}{r_1 r_2 c_1 c_2}$	$\frac{K}{r_1 r_2 c_1 c_2}$
ФВЧ	Рис. 4.6*б*	(4.12)	$\frac{1}{r_2 c_1}+\frac{1}{r_2 c_2}+\frac{1-K}{r_1 c_1}$	$\frac{1}{r_1 r_2 c_1 c_2}$	K
ПФ	Рис. 4.6*в*	(4.13)	$\frac{1}{r_3 c_2}+\frac{1}{r_1 c_2}+\frac{1}{r_1 c_1}+\frac{1}{r_3 c_1}+\frac{1-K}{r_2 c_2}$	$\frac{1}{r_3}\left(\frac{1}{r_1}+\frac{1}{r_2}\right)\frac{1}{c_1 c_2}$	$K\frac{1}{r_1 c_1}$

В литературе широко рассматриваются и другие способы построения фильтровых звеньев. Например, с помощью конвертора отрицательного сопротивления (КОС), который компенсирует потери в RC-фильтре, или с помощью гиратора, который превращает

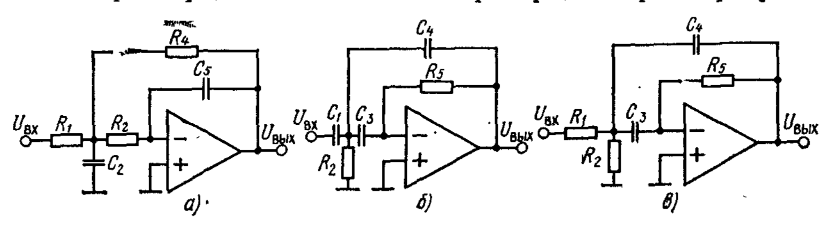


Рис. 4.7. Схемы фильтровых звеньев на одном ОУ

емкостное сопротивление конденсатора в индуктивное сопротивление, создавая аналог LC-фильтра. Однако в настоящее время эти схемы не нашли широкого применения в радиоаппаратуре на ИС,

Таблица 4.6

Фильтр	Схема	Уравнение передаточной функции	Коэффициенты передаточной функции		
			$\alpha\Omega_i$	Ω_i^2	H_0
ФНЧ	Рис. 4.8*а*	(4.11)	$\frac{1}{c_2}\left(\frac{1}{r_1}+\frac{1}{r_3}+\frac{1}{r_4}\right)$	$\frac{1}{r_3 r_4 c_2 c_5}$	$\frac{1}{r_1 r_3 c_2 c_5}$
ФВЧ	Рис. 4.8*б*	(4.12)	$\frac{1}{r_5}\left(\frac{c_1}{c_3 c_4}+\frac{1}{c_4}+\frac{1}{c_3}\right)$	$\frac{1}{r_2 r_5 c_3 c_4}$	$\frac{c_1}{c_4}$
ПФ	Рис. 4.8*в*	(4.13)	$\frac{1}{r_5}\left(\frac{1}{c_3}+\frac{1}{c_4}\right)$	$\frac{1}{r_5 c_3 c_4}\left(\frac{1}{r_1}+\frac{1}{r_2}\right)$	$\frac{1}{r_1 c_4}$

так как специальных ИС КОС и гираторов для широкого применения нет. Можно выполнить КОС или гиратор с помощью ОУ, но в этих случаях часто оказывается проще выполнить фильтровое звено непосредственно на ОУ, или построить с помощью ОУ единичный усилитель.

4.3. Фильтры мостового типа

Фильтрами мостового типа будем называть фильтры, построенные с помощью ОУ, в цепи обратной связи которого включен RC-мост. Чаще других применяются мост Вина и двойной Т-образный мост (ТТ-мост). Расчет элементов фильтра мостового типа сводится к расчету элементов пассивного RC-моста и элементов частотно-независимой обратной связи.

Рассмотрим характеристики полосового активного фильтра с мостом Вина (рис. 4.8). Плечи моста Вина образуют положительную обратную связь с помощью делителя $\beta' = Z'_1/(Z'_0 + Z'_1)$, который для схемы, приведенной на рис. 4.8, равен

$$\beta' = \frac{R}{3R + i\left(\omega RC - \frac{1}{\omega C}\right)}. \qquad (4.16)$$

Для определения резонансной частоты нужно приравнять нулю коэффициент при i, тогда $\omega_p = 1/RC$ и $\beta' = 1/3$. Для предотвращения генерации глубина отрицательной обратной связи $\beta = R_1/(R_0 + R_1)$ должна быть больше β', т. е.

$$\frac{R_0 + R_1}{R_1} < 3 \quad \text{или} \quad \frac{R_0}{R_1} < 2.$$

Подбором сопротивлений R_0 или R_1 можно установить желаемую добротность. На практике в подобных фильтрах можно достичь значений $Q = 2000$ [33].

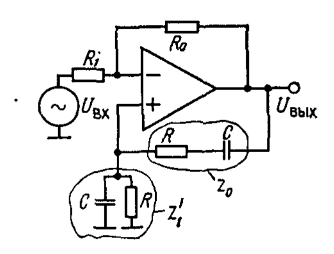


Рис. 4.8. Схема полосового фильтра с мостом Вина

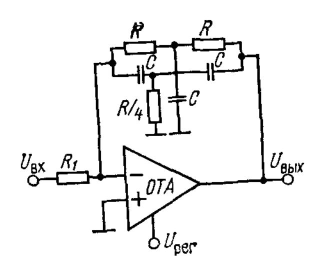


Рис. 4.9. Схема полосового фильтра с двойным Т-образным мостом на ОТА

Заметим, что добротность пассивного моста Вина с равными сопротивлениями резисторов и емкостями конденсаторов равна 1/3.

Для построения полосового фильтра с ТТ-мостом перспективным является использование операционного усилителя с регулируемым коэффициентом передачи (рис. 4.9). В этом случае добротность фильтра Q будет определяться как [34]

$$Q = Q_м (1 + K_{у\,U_0}). \qquad (4.17)$$

Для получения режекторных мостовых фильтров следует мост Вина включить в цепь отрицательной обратной связи, либо ТТ-мост — в цепь положительной обратной связи.

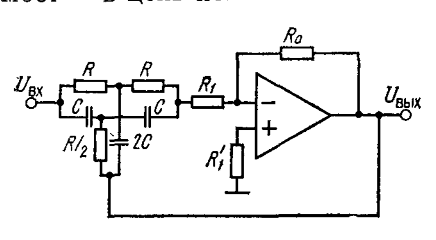


Рис. 4.10. Схема режекторного фильтра с двойным Т-образным мостом

Режекторный фильтр может быть построен, кроме того, по схеме, приведенной на рис. 4.10 [35], где $R_1 \gg R$, $R'_1 = R_1$.

Следует иметь в виду, что вблизи резонанса частотная характеристика фильтра мостового типа имеет острый минимум, причем частота настройки резко зависит от стабильности элементов моста.

4.4. Перестраиваемые активные фильтры

Наиболее просто осуществляется перестройка в фильтровых звеньях на трех операционных усилителях (см. рис. 4.4). Как следует из формул для Ω^2_i, и табл. 4.3, если в одинаковой степени изменять сопротивления резисторов R_1 и R_2, то пропорционально этому изменению будет изменяться резонансная частота звена. В случае ПФ или РФ произведение $\alpha\Omega_i = \Omega_i/Q = 1/R_5C_2$ не будет изменяться, поэтому перестройка будет осуществляться с постоянной полосой.

Для того чтобы осуществить перестройку с сохранением добротности (см. рис. 4.4), необходимо обеспечить постоянство отношения $R_5/\sqrt{R_2R_1}$, как это сделано в устройстве, схема которого приведена на рис. 4.11 [36]. По сравнению с устройством (см. рис. 4.4*а*), здесь добавлены потенциометры, которые изменяют

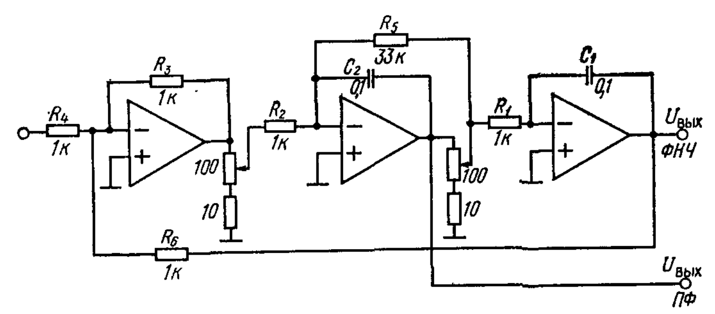


Рис. 4.11. Схема перестраиваемого с постоянной добротностью фильтра на трех ОУ

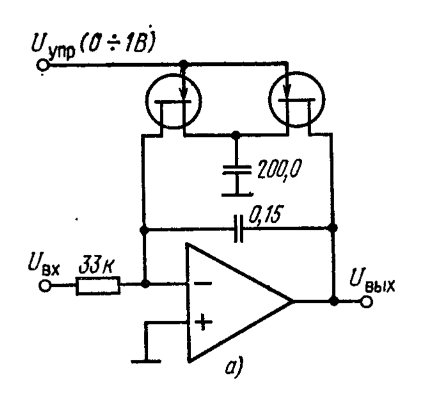
ток через резисторы R_1, R_2 и R_5, что эквивалентно изменению сопротивлений этих резисторов. Отношение $R_5/\sqrt{R_1R_2}$ остается постоянным, поэтому добротность не изменяется. В фильтре (рис. 4.11) резонансная частота изменяется от 150 до 1500 Гц при добротности 30±5%.

Звено на одном операционном усилителе, например (см. рис. 4.7*в*), можно перестраивать одним потенциометром. Если потенциометр включен вместо резистора R_2, то при перестройке полоса пропускания останется неизменной, так как $\alpha\Omega_i$ не зависит от R_2 (см. табл. 4.6). Если $R_2 < R_1$, то резонансная частота будет изменяться обратно пропорционально $\sqrt{R_2}$. Фильтровые звенья на одном операционном усилителе практически нельзя перестраивать с постоянной добротностью. Если все же попытаться это сделать, то пришлось бы регулировать частоту с помощью двух различных потенциометров.

На практике часто применяются перестраиваемые фильтры с мостом Вина. Пример такой схемы приведен в [33]. Как было показано в § 4.4, соотношение R_1/R_0 определяет добротность такого фильтра. В устройстве, выполненном по этой схеме, добротность может изменяться от 30 до 2000, а частота настройка—от 160 Гц, до 1,6 кГц.

В качестве регуляторов частоты могут использоваться потенциометры, сдвоенные потенциометры, полевые транзисторы, оптроны и другие приборы.

На рис. 4.12*а* показан пример применения пары полевых транзисторов для перестройки резонансной частоты полосового фильтра с Т-мостом [41]. На рис. 4.12*б* показаны полученные за-



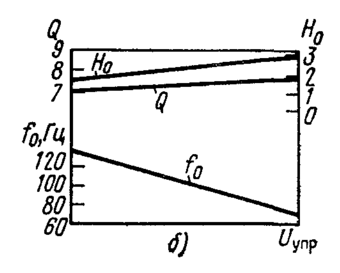


Рис. 4.12. Схема полосового фильтра с Т-образным мостом, перестраиваемого с помощью полевых транзисторов (*а*) и его характеристики (*б*)

висимости резонансной частоты f_0, добротности Q и коэффициенда передачи H_0 от изменения управляющего напряжения от 0 до —1 В.

Недостатком такого способа регулирования является ограничение возможной амплитуды выходного сигнала диапазоном линейного изменения сопротивлений полевых транзисторов. В уст-

ройстве, схема которого приведена на рис. 4.12, выходной сигнал не должен превышать 1 В.

Если фильтр перестраивается одним переменным сопротивлением, то его частота обратно пропорциональна квадратному корню из сопротивления. В этом случае применение полевого транзистора, непосредственно регулируемого управляющим напряжением, невыгодно, так как характеристика изменения частоты оказывается нелинейной, а диапазон изменения частоты — небольшим. В [37] предложена схема функционального преобразования управляющего напряжения таким образом, что изменение частоты настройки оказывается линейным, а диапазон перестройки увеличивается до 4,5 раза.

4.5. Чувствительность звеньев активных фильтров

Важной характеристикой фильтровых звеньев является их чувствительность к изменениям параметров элементов. Для оценки изменения свойств звена 2-го порядка обычно определяют чувствительность относительной резонансной частоты Ω_i, добротности $Q=1/\alpha$ и коэффициента передачи H_0 к изменениям элементов, от которых зависят эти параметры. Например, $S^{\alpha}_{R_1}$ показывает, насколько процентов изменяется α при изменении R_1 на 1% [3]. Определить величину S^m_n, если известна зависимость $m=f(n)$, можно по формуле

$$S^m_n = \frac{n}{m}\frac{dm}{dn}. \tag{4.18}$$

В качестве примера приведем соотношения для чувствительностей ПФ на трех ОУ по методу переменных состояний:

$$S^{\Omega_i}_{R_{10}} = S^{\Omega_i}_{R_2} = S^{\Omega_i}_{R_1} = S^{\Omega_i}_{C_0} = -\frac{1}{2}, \tag{4.19}$$

$$S^{\Omega_i}_{R6} = \frac{1}{2},\ S^Q_{R2} = S^Q_{C1} = \frac{1}{2},\ S^Q_{R1} = S^Q_{C2} = -\frac{1}{2}, \qquad (4.20),(4.21),(4.22)$$

$$S^Q_{R10} = -S^Q_{R6} = \frac{1}{2} - \frac{R_6/R_{10}}{R_2 C_1 \alpha\Omega_i (1 + R_5/R_{11})}. \tag{4.23}$$

$$S^Q_{R5} = -S^Q_{R11} = \frac{1}{1+R_4/R_5},\ S^{H_0}_{R11} = -1 = -S^{H_0}_{R5}. \qquad (4.24),(4.25).$$

В приведенные формулы могут подставляться как реальные значения R и C, так и нормированные r и c.

Приведем еще формулы для чувствительности ПФ на одном ОУ:

$$S^{\Omega_i}_{R1} = S^{\Omega_i}_{C3} = S^{\Omega_i}_{C4} = -\frac{1}{2},\ S^{\Omega_i}_{R1} = \frac{1}{2\Omega^2_i R_1 R_5 C_3 C_4},$$

$$S^{\Omega_i}_{R2} = \frac{-1}{2\Omega_i R_2 R_5 C_3 C_4}. \qquad (4.26),(4.27),(4.28)$$

$$S^Q_{R1} = \frac{R_1}{2(R_1+R_2)} - \frac{1}{2},\ S^Q_{R2} = \frac{R_2}{2(R_1+R_2)} - \frac{1}{2},\ S^Q_{R5} = \frac{1}{2},$$

(4.29),(4.30),(4.31)

$$S^Q_{C3} = \frac{Q}{\Omega_i R_2 C_3} - \frac{1}{2},\ S^Q_{C4} = \frac{Q}{\Omega_i R_5 C_4} - \frac{1}{2}. \qquad (4.32),(4.33)$$

Аналогичным образом можно найти чувствительность и для других фильтровых звеньев.

Сравнение формул для чувствительности фильтровых звеньев на трех ОУ и фильтровых звеньев на одном ОУ говорит о преимуществах первых. Действительно, (4.19) и (4.20) показывают, что в ПФ на трех ОУ изменение каждого элемента на 1% изменит Ω_i на 1/2%. В фильтре на одном ОУ влияние R_1 и R_2 [см. (4.28) и (4.29)] может быть значительно сильнее.

Сравним формулы (4.21)—(4.24) с (4.29)—(4.33). В фильтровом звене на трех ОУ при изменениях всех сопротивлений и емкостей в одинаковой степени добротность вообще не изменится, так как $S^Q_{C1}=-S^Q_{C2}$; $S^Q_{R1}=-S^Q_{R2}$ и т. д. Для ПФ на одном ОУ все величины S^Q_R и S^Q_C имеют один и тот же знак. Кроме того, сама величина чувствительности больше. Влияние изменения коэффициента усиления ОУ на параметры активного фильтра можно не учитывать, если $K_{yU_0} \gg Q$, что обычно и имеет место на практике.

4.6. Выбор типа интегральных схем

Рассмотрим следующий пример. Пусть ОУ имеет $R_{вх} \approx 100$ кОм, $R_{вых} = 500$ Ом, $V_{Uвых} = 20$ В/мкс, $f_1 = 300$ МГц. Величины $V_{Uвых}$ и f_1 могут обеспечить при $U_{вых}=0{,}2$ в $f_{max}=15$ МГц. В схемах на трех ОУ (см. рис. 4.4) обычно $R_1=R_2=R$ и $C_1=C_2=C$, а $\omega_0=1/RC$. Сопротивление R должно быть выбрано из условия $R_{вых}>R>R_{вх}$. В нашем случае $R=5$ кОм. Емкость C нельзя брать меньше 10 пФ из-за влияния паразитных емкостей. Из условия $(1/\omega_0 C)>R_{вых}$ и считая $C=10$ пФ, находим, что $f_0=$ 3 МГц.

Аналогичные ограничения возникают и на сверхнизких частотах из-за слишком больших емкостей. Однако применяя ОУ с полевыми транзисторами на входе, удается построить активные фильтры на частоты порядка единиц герц.

Пусть на ОУ из предыдущего примера требуется построить активный фильтр на одном ОУ (см. рис. 4.7*а*). В этом случае выбрать одинаковые сопротивления и конденсаторы нельзя. В первом приближении оказывается, что при $Q \approx 1$ $R_3/R_1 \geqslant 3$, $C_5/C_2 \geqslant 10$, а это означает, что одна из емкостей в нашем примере будет 100 пФ и, следовательно, частота среза будет не более 300 кГц, а не 3 МГц, как в предыдущем примере. Следует заметить, что с ростом Q отношения сопротивлений и емкостей возрастают. В этих примерах дана довольно грубая оценка частотных свойств OJ при использовании его в активном фильтре. Для более точной оценки необходимо учитывать влияние корректирующих цепей и зависимость входного и выходного сопротивлений от частоты. Как показано в [38], эти факторы существенно снижают максимальные рабочие частоты фильтра.

Кроме высокого входного сопротивления, низкого выходного сопротивления и необходимых частотных свойств, во многих случаях от ОУ требуются малые напряжения и токи смещения.

В схемах на трех ОУ (см. рис. 4.4) смещение нуля на выходе не может быть большим, так как схемы охвачены глубокой отрицательной обратной связью по постоянному току.

В схемах на одном ОУ особенно ФНЧ (рис. 4.8) смещение нуля на выходе может быть заметным. Это приведет к одностороннему ограничению амплитуды выходного сигнала. Естественно, что в многозвенном фильтре смещение нуля будет больше.

Поэтому при проектировании активных фильтров на одном ОУ, предназначенных для работы в широком диапазоне температур, необходимо компенсировать смещение нуля (см. гл. 3). В таких случаях наиболее пригодными являются ОУ с полевыми транзисторами на входе, имеющие входные токи до нескольких пикоампер.

В некоторых случаях при выборе типа ИС следует учитывать ее шумовые свойства. Однако этот вопрос еще недостаточно изучен. Применительно к активным фильтрам на ОУ анализ шумовых свойств приведен в [39].

Для проектирования активных фильтров на единичных усилителях применяются ОУ, включенные как повторители напряжения с возможностью небольшого изменения коэффициента передачи. Существуют и специальные ИС, состоящие из нескольких единичных усилителей. Примером такой схемы является ИС 2СС842, которая состоит из трех единичных усилителей, собранных на полевых транзисторах, и одного эмиттерного повторителя. На этой ИС можно собрать активный фильтр 7-го порядка.

Материалы этого раздела показывают, что расширению диапазона частот активных фильтров в сторону увеличения частоты препятствуют низкие значения и f_1 и $V_{U\text{вых}}$ современных операционных усилителей. Созданию более низкочастотных активных фильтров с f_0 порядка долей герц препятствует увеличение габаритов конденсаторов. В этой части возможным решением проблемы может явиться применение вместо RC-цепи оптронной пары (светодиод — фоторезистор), релаксационные процессы которой могут иметь постоянную времени до нескольких секунд. Преимуществами оптронной пары перед RC-цепью [40] являются малые габариты, независимость их от постоянной времени, возможность выполнения всего устройства методами интегральной технологии, электрическая развяка входа и выхода оптронной пары, возможность перестройки простыми методами (дополнительной подсветкой) и другие.

Есть все основания считать, что в ближайшее время активные фильтры будут применяться на частотах от долей герц до нескольких мегагерц.

4.7. Пример проектирования, изготовления и настройки активных фильтров

В гл. 9 описана структурная схема устройства для интегрального контроля радиовещательных приемников. Для этого устройства необходимо изготовить полосовые фильтры, ослабляющие сигналы с отстройкой по частоте на 10% более чем на 40 дБ, и режекторные фильтры с ослаблением по сравнению с частотой, отстоящей на 10%, более чем на 40 дБ.

Фильтры должны иметь неравномерность в полосе пропускания не более 1 дБ и не должны ухудшать своих параметров в диапазоне температур от +10 до +45°. Схемы фильтров на все частоты от 50 до 20 000 Гц должны быть одинаковыми, отличаясь только номиналами нескольких элементов.

Выбор числа и типов звеньев. В нашем случае расчет режекторных фильтров во многом совпадает с расчетом полосовых фильтров, поэтому в дальнейшем, если нет специального указания, соотношения будут относиться к обоим фильтрам.

Определим относительные расстройки для низкочастотного прототипа. Выберем полосу пропускания фильтра Δf в 2 раза меньше расстояния между задерживаемыми сигналами, т. е. $Q=10$. В нашем случае фильтр можно считать узкополосным, поэтому

$$\Omega_1 = \Omega_2 = \frac{\omega_1}{\omega_p} = \frac{\omega_2}{\omega_p} = 2.$$

По графику (рис. 4.4*а*) для $\Omega=2$ и $\Delta H=1$ дБ находим, что $n=5$. Это означает, что мы получим пять звеньев фильтров с добротностью не менее 20. Выполнить такие звенья на одном ОУ нельзя, значит придется строить звенья на трех ОУ, и всего для каждого фильтра потребуется 15 микросхем. Но звенья на трех ОУ можно выполнять с добротностью 100 и более, поэтому для уменьшения числа звеньев можно выбрать более узкую полосу пропускания, т. е. увеличить относительную расстройку. Выбираем добротность всего фильтра, равную 25. Тогда $\Omega=5$ и порядок фильтра, определенный кривыми, приведенными на рис. 4.4*а*, оказывается равным трем. Из табл. 4.1 выписываем множители, соответствующие $n=3$ и $\Delta H=1$ дБ $(1{,}006p^2+0{,}497p+1)(2{,}024p+1)$, что соответствует звену ФНЧ 2-го порядка с функцией передачи

$$H(p) = \frac{1}{1{,}006\,p^2 + 0{,}497\,p + 1} \qquad (4.34)$$

и звено ФНЧ 1-го порядка с функцией передачи

$$H(p) = \frac{1}{2{,}024\,p + 1}\,. \qquad (4.35)$$

Для преобразования звена ФНЧ 2-го порядка в звенья ПФ или РФ преобразуем (4.34):

$$H(p) = \frac{0{,}994}{p^2 + 0{,}494\,p + 0{,}994}\,. \qquad (4.36)$$

Находим корни знаменателя из уравнения $p^2+0{,}494p+0{,}994=0$. Получаем $p=-0{,}247\pm i0{,}968$ или $\sigma=-0{,}247$, $\Omega_к=0{,}968$. Находим корни знаменателей передаточных функций полосовых фильтров. В нашем случае $1/Q=\Delta\omega/\omega_p<1$, поэтому применяем (4.6). Подставляя найденные значения σ, $\Omega_к$ и $Q=25$, находим

$$S_к = -0{,}005 \pm i\,(1 \pm 0{,}019). \qquad (4.37)$$

Подставляя значения $S_к$ в (4.7), получаем

$$H(s)_{ПФ1} = \frac{0{,}997\;1/Q\;\;s}{[s-(-0{,}005+i\,1{,}019)]\,[s-(-0{,}005-i\,1{,}019)]}\,;$$

$$H(s)_{ПФ2} = \frac{0{,}997\;1/Q\;\;s}{[s-(-0{,}005+i\,0{,}981)]\,[s-(-0{,}005-i\,0{,}981)]} \quad \text{или}$$

$$H(s)_{ПФ1} = \frac{0{,}04\,s}{s^2 + 0{,}01\,s + 1{,}04}\,. \qquad (4.38)$$

$$H(s)_{ПФ2} = \frac{0{,}04\,s}{s^2 + 0{,}01\,s + 0{,}96}\,. \qquad (4.39)$$

Третье звено получаем путем подстановки в (4.35) выражения $p=Q[s+\frac{1}{s}]$:

$$H(s)_{ПФ3} = \frac{0{,}02\,s}{s^2 + 0{,}02\,s + 1}\,. \qquad (4.40)$$

Аналогично проводится расчет режекторных фильтров.

Анализируя полученные выражения, замечаем, что звенья (4.38) имеют добротность, близкую к 100. Чтобы подсчитать точное значение, надо определить $\Omega_i=1{,}02$, тогда $\alpha=\frac{0{,}01}{\Omega_i}=\frac{0{,}01}{1{,}02}$ или $Q=98$.

Расчет элементов фильтровых звеньев. Выбираем схему фильтровых звеньев на трех операционных усилителях (рис. 4.5). Параметры полученных фильтровых звеньев приведены в табл. 4.7.

Таблица 4.7

Звено	$\alpha\Omega_i$	Ω_i^2	H_0	Уравнение функции передачи
ПФ-1	0,01	1,04	0,04	(4.38)
ПФ-2	0,01	0,96	0,04	(4.39)
ПФ-3	0,02	1	0,02	(4.40)

Для каждого звена по данным табл. 4.7 находим нормированные значения сопротивлений и емкостей. Порядок расчета покажем на примере ПФ-1. Задаемся $c_1=c_2=r_3=r_6=1$, тогда $\Omega^2_i=1{,}04=1/r_1r_2$; $r_1=r_2=0{,}98$; $\alpha\Omega_i=0{,}01=1/r_5$ $r_5=100$; $H_0=0{,}04=1/1{,}04\cdot r_4$; $r_4=24{,}1$.

В качестве активного элемента выбираем ОУ К140УД1, имеющий $R_{вх\,min}=4$ кОм, а $R_{вых\,max}=500$ Ом. Нормирующее сопротивление $\bar{R}$ выбираем из условия

$R_{вх\,min}>\bar{R}>R_{вых\,max}$, $\bar{R}=2{,}5$ кОм.

Сопротивления определяются из уравнения $R=r\bar{R}$:

$R_3=R_6=2{,}5$ кОм, $R_1=R_2=2{,}45$ кОм,

$R_5=250$ кОм, $R_4=60{,}3$ кОм.

Значения емкостей найдем для трех частот 50 Гц, 1000 Гц и 10 000 Гц:

при 50 Гц $C_1=C_2=\frac{1}{2\pi f\bar{R}}=1{,}37$ мкФ,

при 1000 Гц $C_1=C_2=0{,}0635$ мкФ,

при 10 000 Гц $C_1=C_2=6350$ пФ.

Таким же образом рассчитываются элементы остальных звеньев. Для частоты 1000 Гц результаты расчета сведены в табл. 4.8, где R, кОм, а C, мкФ.

Таблица 4.8

Звено	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	C_1	C_2
ПФ-1	2,45	2,45	2,5	60,3	250	2,5	0,0635	0,0635
ПФ-2	2,55	2,55	2,5	60,3	250	2,5	0,0635	0,0635
ПФ-3	2,5	2,5	2,5	48,2	125	2,5	0,0635	0,0635

Принципиальная схема звена показана на рис. 4.13.

Изготовление и настройка. Для построения всех фильтров требуется два типа печатных плат: для полосовых и для режекторных фильтров.

Для получения добротности звена, равной 100, требуются в соответствии с (4.15) конденсаторы с $\operatorname{tg}\delta<0{,}08$. Настраиваются звенья с помощью резисторов, поэтому конденсаторы надо либо подбирать, например типа КМ-6, либо применять однопроцентные, например К70-6, резисторы R_1 и R_2 удобно устанавливать полупеременными. Для настройки самой первой платы можно установить полупеременными и резисторы R_5 и R_4. На каждой плате необходимо устанавливать

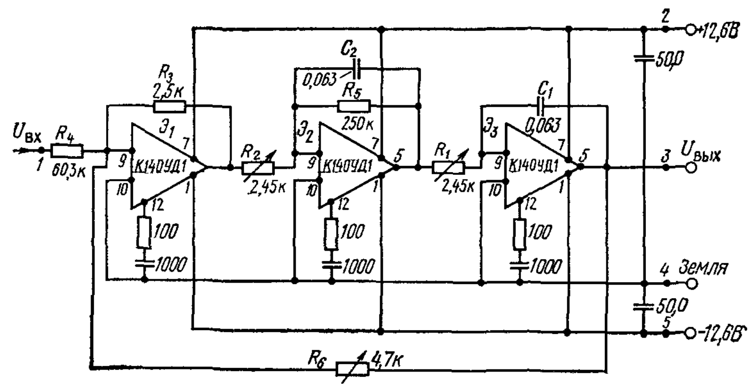


Рис. 4 13. Принципиальная схема фильтрового звена ПФ-1

Рис. 4.14. Характеристики полосового фильтра (г) и его звеньев ПФ-1 (а), ПФ-3 (б) и ПФ-2 (в)

развязывающие фильтры питания. Звенья могут настраиваться отдельно и после сборки в фильтры подстройки не требуют.

Настройка полосового фильтра не вызывает затруднений. Точное значение резонансной частоты звена может быть установлено с помощью резисторов R_1 и R_2. При этом следует иметь в виду, что изменение сопротивления R_2 изменяет коэффициент передачи и добротность. Точное значение добротности может быть установлено с помощью резистора R_5, а коэффициент передачи с помощью резистора R_4.

На рис. 4.14*а, б, в* показаны снятые экспериментально резонансные кривые звеньев, а на рис. 4.14*г* — резонансные кривые всего полосового фильтра. Пунктиром показана резонансная кривая при температуре 45°С.

Глава 5

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ В АППАРАТУРЕ ОБРАБОТКИ И ПЕРЕДАЧИ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ И ТЕЛЕФОННЫХ СИГНАЛОВ

Эта глава и все последующие посвящены конкретным вопросам проектирования аппаратуры связи с применением аналоговых интегральных схем. Аппаратура обработки вещательного сигнала включает в себя различные устройства усиления, регулирования и преобразования спектра, составляющие радиотракт от микрофона до выхода возбудителя передатчика. Далее рассматривается построение отдельных функциональных узлов, где использование аналоговых микросхем наиболее эффективно.

Типовая структурная схема студийного канала для формирования монофонического сигнала построена следующим образом. Сигналы с микрофонов поступают на микрофонные усилители, после которых включены частотные корректоры, позволяющие ступенчато или плавно изменять форму и диапазон частотной характеристики. С выходов частотных корректоров сигналы через регуляторы уровня подаются на промежуточные усилители. Выходы всех промежуточных усилителей данного студийного канала подключаются к суммирующему усилителю. Последним узлом студийного канала является выходной усилитель.

Для обеспечения совместимости стереофонического вещания необходимо сигналы левого и правого каналов преобразовать в суммарный и разностный сигналы. Заметим, что разностный сигнал передается на поднесущей частоте. Структурная схема стереофонического канала отличается наличием согласованных по параметрам устройств сложения и вычитания.

Обычно в таких системах, какими является студийное оборудование, применяется высокая степень резервирования. В случае стопроцентного резервирования одновременно могут работать два студийных канала. Сигналы с выходных усилителей подаются в этом случае на входы системы автоматического резервирования. Простейшая подобная система состоит из логарифмических усилителей, детекторов, компаратора и исполнительного устройства.

В состав студийного оборудования входят, кроме того, индикаторы уровня и авторегуляторы. Индикаторы уровня состоят из

логарифмического усилителя, детектора и показывающего прибора, отградуированного в децибелах. В системах резервирования и в индикаторах могут применяться одни и те же логарифмические усилители.

На передающем конце также могут быть устройства для преобразования вещательного сигнала, использующие аналоговые ИС. К ним могут относиться автоматические регуляторы уровня, устанавливающие динамический диапазон в соответствии с видом системы связи, амплитудные или балансные модуляторы, активные регуляторы уровня [42].

Рассмотрению всех перечисленных функциональных узлов в интегральном исполнении посвящены следующие разделы главы.

5.1. Нерегулируемые усилители звукового оборудования

Микрофонный усилитель. Основное требование к микрофонному усилителю — это обеспечение низкого уровня шума или большого динамического диапазона. Для высококачественных систем микрофонный усилитель должен обеспечивать уровень шума не более —70 дБ относительно 1 В. Примером микрофонного усилителя на ИС К140УД1Б может быть схема, показанная на рис. 5.1*а* [43]. Сопротивление R_1 выбирается как можно мень-

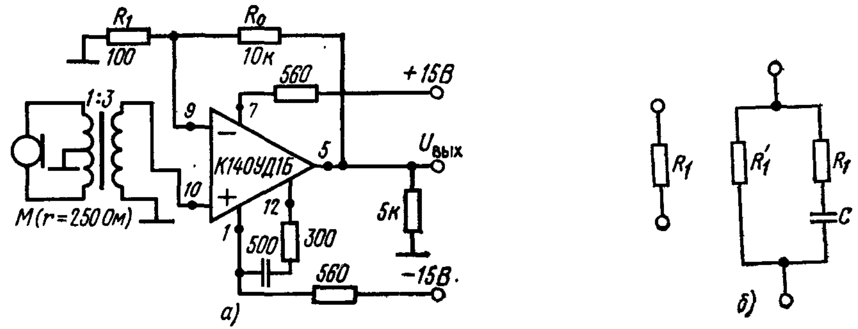


Рис. 5.1. Схема микрофонного усилителя (*а*) и возможная замена резистора R_1 для улучшения стабильности смещения (*б*)

ше, с тем, чтобы уменьшить собственные шумы и составляющие шумов, обусловленные протеканием шумового тока. В тех случаях, когда малое значение R_1 не обеспечивает необходимой стабильности нулевого смещения, резистор R_1 заменяется цепочкой R_1, R'_1 и C (рис. 5.1*б*).

В микрофонном усилителе не обязательно усиление постоянного тока и поэтому точной компенсации не требуется, тем не менее заметный уход не желателен, так как это потребует применения разделительных конденсаторов. Причем поскольку знак разбаланса неизвестен, конденсаторы должны быть неполярными, что неудобно.

Коэффициент трансформации (n_I) трансформатора T выбирается из условия достижения наибольшего динамического диапазона. С увеличением n_I увеличивается напряжение на входе ОУ по сравнению с собственными шумами, но вместе с тем пропорционально $n^2{}_I$ возрастает сопротивление, вносимое со стороны микрофона, что увеличивает шумы, обусловленные шумовым током.

Частотный диапазон микрофонного усилителя обычно много шире диапазона звуковых частот, что обеспечивает малые искажения. Чтобы не увеличивать уровень шума, требуемый частотный диапазон тракта ограничивается в блоке частотных корректоров.

Экспериментальная проверка схемы, показанной на рис. 5.1*а*, дала следующие результаты: коэффициент усиления (K_{yU_p}) 50 дБ, коэффициент гармоник — менее 0,2%, верхняя частота — 200 кГц, динамический диапазон при $U_{вых}$=5 В — более 120 дБ. Для обеспечения необходимого коэффициента шума следует выбрать ИС, имеющие напряжение шума ($U_{ш.вх}$) в полосе до 20 кГц менее 0,5 мкВ. Этому условию отвечает примерно 50% ИС К140УД1Б. Следует отметить критичность усилителя к сопротивлению нагрузки. Так, при уменьшении $R_н$ до 3 кОм, коэффициент гармоник увеличивается до 2%. Путем добавления транзисторов на входе (КП303В) и выходе (КТ315Г и КТ361Г) удается выполнить требования по шумам без подбора ИС и обеспечить большее усиление по мощности [44]. Принципиальная схема такого усилителя показана на рис. 5.2.

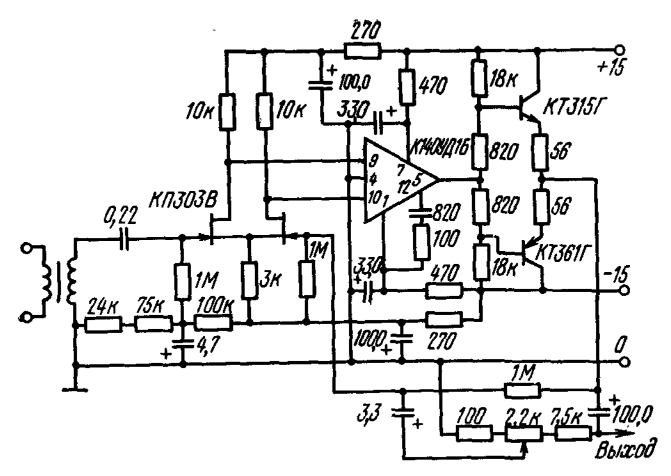


Рис. 5.2. Улучшенная схема микрофонного усилителя

Известно, что в трансформаторном каскаде при небольших индуктивностях наблюдается спад нижних частот. Происходит это из-за того, что на нижних частотах сопротивление обмотки становится сравнимым с ее активным сопротивлением. С помо-

щью введения положительной обратной связи (R_x) можно скомпенсировать влияние сопротивления обмотки (рис. 5.3).

Для оперативной регулировки уровня измерительный прибор может быть включен в цепи микрофонного усилителя [50]. При этом обеспечиваются малые нелинейные искажения и высокая стабильность. Измеряемый ток линейно зависит от входного сигнала. Схема позволяет звукооператору быстро установить требуемые уровни громкости в случае большого количества используемых микрофонов.

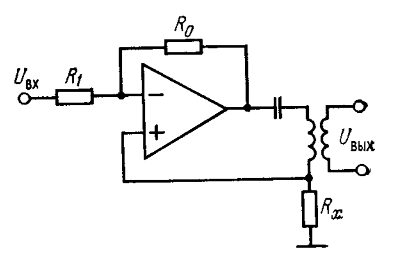


Рис. 5.3. Компенсация активного сопротивления обмотки трансформатора

Промежуточный усилитель. На вход промежуточного усилителя сигнал подается после регулятора уровня, поэтому входное сопротивление усилителя должно быть больше полного сопротивления регулятора. На рис. 5.4*а* показана одна из схем, встречающихся на практике [43]. Коэффициент передачи усилителя

Рис. 5.4. Схема промежуточного усилителя (*а*), малошумящего промежуточного усилителя с большим входным сопротивлением (*б*)

равен $1+R_0/R_1=6$. В схемах, где требуется большое входное сопротивление, возникает проблема компенсации смещения нуля. Если R_2 вообще не включать, то уход смещения будет слишком большим (см. гл. 3). Если R_2 включить между неинвертирующим входом и землей, то R_2 будет определять входное сопротивление. В схеме на рис. 5.4*а* R_2 включено между входами ОУ. Оценим, как в этом случае влияет сопротивление R_2 на входное сопротивление решающего усилителя ($R_{вх.р}$). Сопротивление $R_{вх.р}$ можно определить по формуле

$$R_{вх.р}=R_{вх}K_{yU_0}\beta, \qquad (5.1)$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление ОУ без обратной связи; K_{yU_0} — коэффициент усиления ОУ без ОС; β — параметр обратной связи. В нашем случае

$$\beta=\frac{1}{1+R_0/R_1+R_0/R_{вх}}.$$

Для схемы рис. 5.3 можно принять $K_{yU_0}=5\cdot10^3$, $R_{вх}=5$ кОм, тогда без R_2 $R_{вх.р}=4$ мОм.

Подключение $R_2=1$ кОм фактически уменьшает $R_{вх}$ до 0,8 кОм, уменьшая соответственно и β. Входное сопротивление усилителя при этом уменьшается в соответствии с (5.1) до 300 кОм. В приведенном примере $R_{вх.р}=300$ кОм оказалось достаточным.

Если же требуются более высокие значения $R_{вх.р}$, то необходимо использовать ОУ с большим значением $R_{вх}$, либо включать на входе ОУ эмиттерный или истоковые повторители. Если не требуется низкого уровня шума, то в качестве повторителей можно использовать ИС ключей, например типа 1КТ011.

В случае, когда одновременно с требованием большого входного сопротивления выдвигается требование низкого уровня шума, выгодно использовать малошумящие полевые транзисторы. Схема такого усилителя показана на рис. 5.4*б*. Переменный резистор используется здесь для балансировки усилителя. Для указанных на рис. 5.4*б* элементов получены значения входного сопротивления $R_{вх.р}=10$ МОм, максимальной частоты $f_{0,7}=700$ кГц при $K_{yU_p}=1$ и $U_{вых}=U_{вых\,max}$, уровень шума $U_{ш.вх}$ менее 0,5 мкВ.

Суммирующий усилитель. Принципиальная схема суммирующего усилителя показана на рис. 5.5. Как было показано в гл. 2, при включении нескольких источников сигнала на инвертирующий вход в случае глубокой отрицательной обратной связи происходит линейное суммирование. В устройстве по схеме рис. 5.5 включено двадцать четыре источника сигнала.

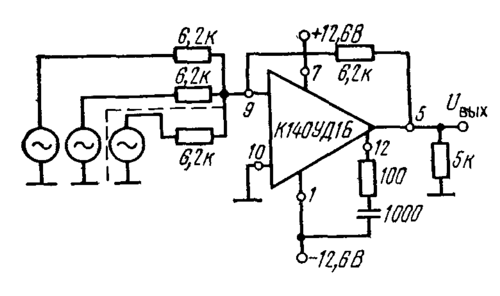


Рис. 5.5. Суммирующий усилитель

Увеличение глубины обратной связи уменьшает переходные затухания из одного канала в другой. Экспериментальная проверка устройства по схеме на рис. 5.5 показала, что схема обеспечивает переходные затухания на частоте 1 кГц более 70 дБ и на частоте 20 кГц — более 48 дБ. Сравнение этих результатов с аналогичными для ламповых суммирующих усилителей, использующих сложные трансформаторы, показывает, что использование аналоговых микросхем в этом случае значительно улучшает не только конструктивные, но и электрические параметры.

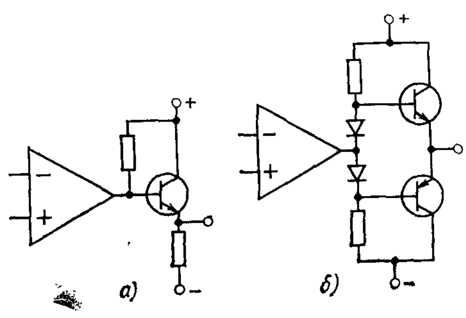


Рис. 5.6. Способы увеличения выходной мощности

Выходной усилитель. Для подачи сигнала в линию энергетические характеристики современных ОУ, как правило, недостаточны. Для повышения выходной мощности на выход ОУ может быть включен эмиттерный повторитель (рис. 5.6*а*) или двухтактный каскад (рис. 5.6*б*). Напряжение смещения двухтактного каскада устанавливается диодами, что обеспечивает раннее отпирание транзисторов, исключая по-

Рис. 5.7. Схема выходного усилителя радиовещательного тракта

явление искажений типа «центральная отсечка» («ступенька»). На рис. 5.7 показана схема выходного каскада радиовещательного тракта [44]. Усилитель обеспечивает выходную мощность 20 мВт на нагрузке 150 Ом.

В [45] предлагается шунтировать входы выходного каскада конденсаторами емкостью 100 пФ, что обеспечивает неискаженную передачу крутых фронтов входного сигнала.

Еще большее усиление по току требуется в выходном усилителе, нагруженном на высокоомную нагрузку, например на головные телефоны. Схема такого усилителя показана на рис. 5.8. В качестве выходных транзисторов используются интегральные транзисторы, включенные по схеме Дарлингтона. Усилитель обеспечивает напряжение ±7 В на нагрузке 700 Ом.

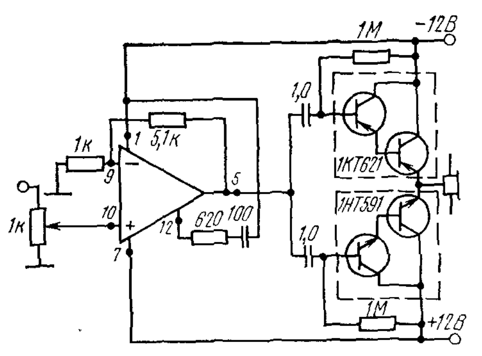
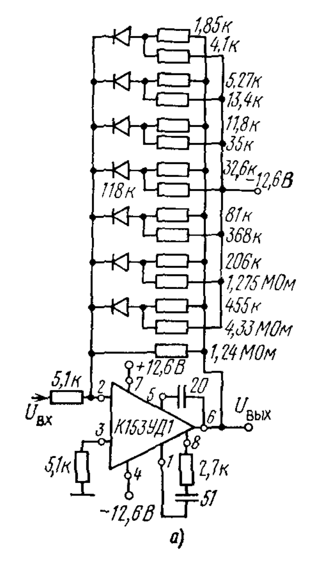


Рис. 5.8. Схема усилителя головных телефонов

Недостатком схемы является необходимость подбора транзисторов.

Очевидно, что в будущем, когда появится широкий выбор отечественных мощных ОУ, схемы выходных каскадов упростятся. Примером такого ОУ является ОУ типа NE540 или SE540 с выходной мощностью 1 Вт при токе в нагрузке ±100 мА.

Логарифмический усилитель. На рис. 5.9*а* показана схема логарифмического усилителя, обеспечивающего точность логарифмического закона ±0,6 дБ при входных сигналах 0,015—2,45 В. Вы-



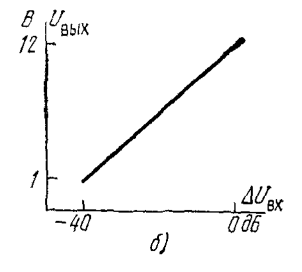


Рис. 5.9. Схема логарифмического усилителя (*а*) и его амплитудная характеристика (*б*)

ходное напряжение при этом изменяется от 1 до 12,6 В. В схеме применяются диодные матрицы КД908А, но могут использоваться и диодные матрицы 2НД022 [46]. Резисторы устанавливаются с точностью ±1%, а опорное напряжение поддерживается с точностью 2%. При соблюдении этих условий зависимость между выходным направлением в линейном масштабе и входным напряжением в логарифмическом масштабе оказывается линейной (рис. 5.9*б*).

В устройстве (см. рис. 5.9*а*) большой диапазон входных сигналов (44 дБ), в котором характеристика усилителя остается логарифмической, достигается применением семи диодов, работающих последовательно при увеличении входного сигнала.

Другим способом расширения диапазона входных сигналов является компенсация прямого сопротивления диодов [14] путем введения положительной обратной связи [47]. При этом логарифмический закон обеспечивается соединением неинвертирующего входа со входом усилителя через диод.

Обычно в схемах автоматического резервирования или индикаторов уровня аналогового сигнала на выходе логарифмического усилителя включается детектор. На рис. 5.10 показана схема такого линейного детектора с чувствительностью в несколько милливольт.

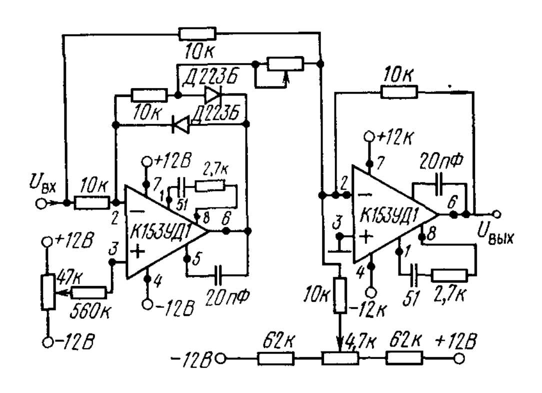


Рис. 5.10. Схема детектора системы автоматического резервирования

5.2. Частотные корректоры

В каждом студийном канале должен быть индивидуальный частотный корректор, позволяющий сформировать амплитудно-частотную характеристику в соответствии с видом и качеством программы. Ниже описывается схема одного из таких корректоров.

Корректор состоит из трех независимых устройств: фильтра плавного подъема и спада верхних и нижних частот; фильтра присутствия; фильтра среза верхних и нижних частот.

Фильтры плавного подъема и спада, или иначе — регуляторы тембра, могут быть выполнены по схеме пассивного двойного Т-образного RC-моста [48]. Затухание в этой цепи на средней частоте обычно составляет 20 дБ, поэтому вслед за мостом необходимо включить усилитель, который может быть одновременно использован и как активный элемент фильтра присутствия.

Фильтр присутствия (presensfilter) осуществляет подъем или спад частотной характеристики на средних частотах до 10 дБ, что усиливает впечатление присутствия и создает дополнительную окраску звучания. Схема усилительного каскада с фильтром присутствия показана на рис. 5.11. Подобные (только многополосные) регуляторы описаны в гл. 8. Потенциометром R_1 можно вводить подъем или спад частотной характеристики.

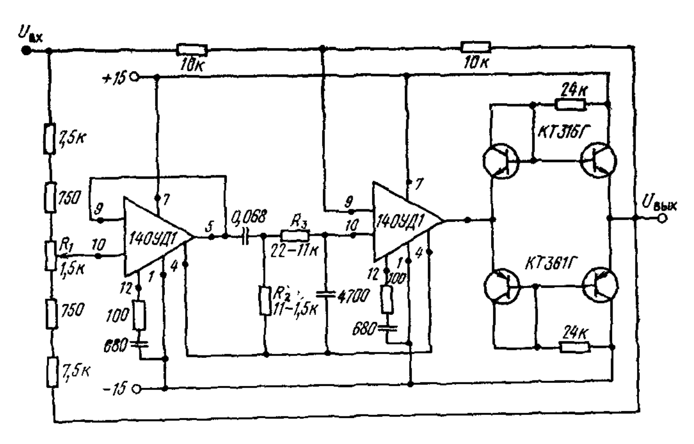


Рис. 5.11. Схема активного фильтра присутствия

Фильтры нижних и верхних частот создают резкий спад частотной характеристики. При этом обеспечивается эффективное подавление составляющих шума и фона в той части частотного диапазона, где отсутствуют составляющие сигнала. Оптимальной крутизной спада считается 12 дБ на октаву.

Схема фильтра нижних частот на одном ОУ показана на рис. 5.12. Фильтр рассчитан при условии, что неравномерность характеристики в полосе пропускания не более 2 дБ. Для перестройки частоты среза ($f_{срз}$) переключаются конденсаторы, емкости которых указаны ниже, при этом добротность фильтра остается неизменной:

$f_{срз}$, кГц	12	9	6	3
C_1, пФ	560	750	1100	2200
C_2, мкФ	0,01	0,012	0,022	0,04

Фильтр верхних частот (рис. 5.12*б*) выполнен на единичном усилителе также в виде звена 2-го порядка. Частота среза ($f_{срз}$) переключается с помощью изменения сопротивлений резисторов R_1 и R_2 в соответствии с данными, приведенными ниже. На рис.

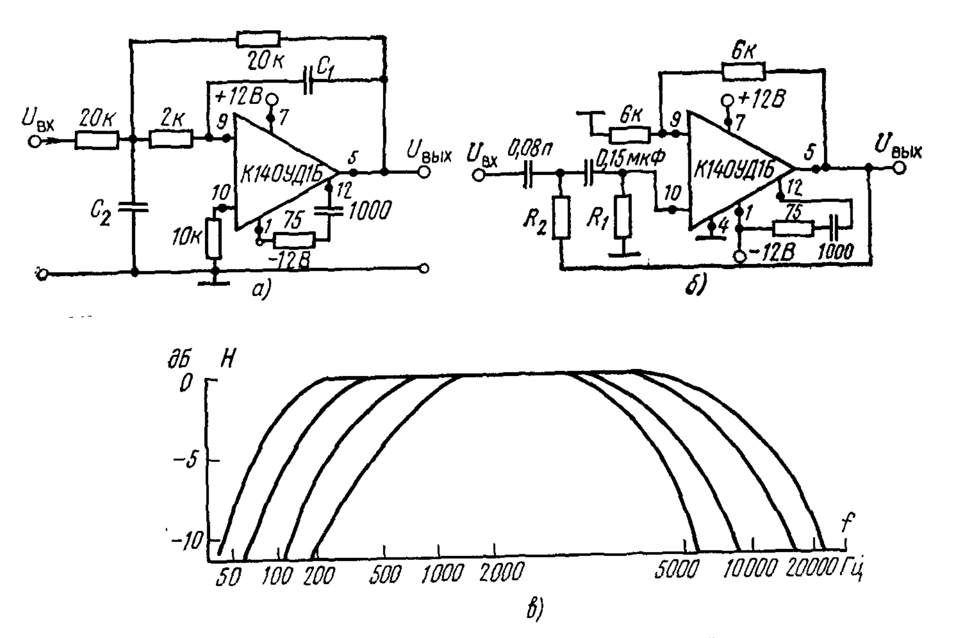


Рис. 5.12. Фильтры нижних частот (*а*); верхних частот (*б*) частотного корректора; характеристики фильтров верхних и нижних частот частотного корректора (*в*)

5.12*в* показаны совместные частотные характеристики обоих фильтров, снятые экспериментально:

$f_{срз}$, Гц	80	120	180	300
R_1, кОм	20	13	10	5,6
R_2, кОм	24	18	13	6,8

5.3. Управляемые усилители

В состав передающей или студийной аппаратуры входят автоматические регуляторы уровня, одним из узлов которых является управляемый усилитель. Он может быть выполнен в виде усилителя, в котором один из резисторов, определяющий коэффициент передачи, заменяется электронным устройством с сопротивлением, зависимым от управляющего напряжения (управляемым элементом). Другим способом выполнения управляемого усилителя является последовательное включение пассивного управляемого звена (электронного потенциометра) и обычного усилителя.

Наиболее критичным требованием к управляемым усилителям является необходимость обеспечения малого значения коэффициента гармоник, что в большой мере определяется выбором управляемого элемента.

В высококачественных управляемых усилителях в качестве управляемых элементов полупроводниковые диоды или биполярные транзисторы нашли ограниченное применение, так как при их

использовании возрастают нелинейные искажения, шумы и паразитные импульсы регулировки.

Заданные параметры могут быть получены при использовании в качестве управляемого элемента полевого транзистора, когда напряжение на участке сток — исток не превышает 100 мВ.

В схеме управляемого усилителя с полевым транзистором в цепи обратной связи, предложенном в [42], управляющее напряжение изменяется от 0,5 до 3 мВ, при этом коэффициент передачи увеличивается на 20 дБ. Однако эта схема не обеспечивает малых нелинейных искажений при больших сигналах ($U_{вх}=$ $=45$ мВ) и малом управляющем напряжении ($U_{упр}=1$ мВ). В этом случае коэффициент гармоник равен 10%. При увеличении управляющего напряжения до 3 мВ коэффициент гармоник уменьшается до 0,1%.

Лучшие показатели имеет схема на рис. 5.13. Глубина регулировки в этом усилителе 30 дБ, частотный диапазон 20 Гц—20 кГц и коэффициент гармоник не более 0,5%. Меньшее значение коэффициента гармоник достигнуто здесь за счет введения положительной обратной связи (резистор R^*), по которой управляемый сигнал попадает в цепь управляющего напряжения.

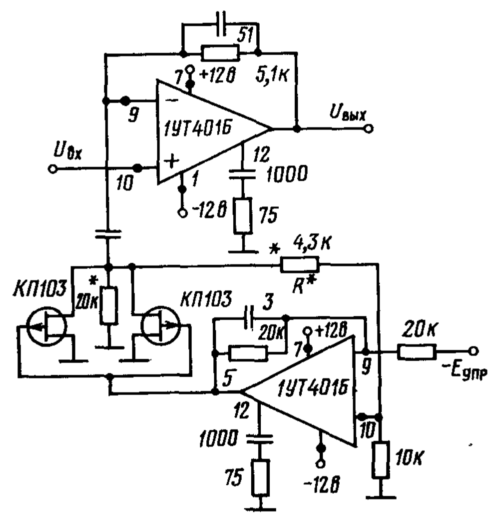


Рис. 5.13. Схема управляемого усилителя с компенсацией нелинейных искажений

Другой вариант управляемого усилителя показан в схеме автоматического регулятора уровня на рис. 5.14 [42]. Здесь управляемый усилитель состоит из управляемого звена, выполненного по балансной потенциометрической схеме, и масштабного усилителя на ОУ К140УД1Б. В качестве управляемого элемента используется ИС ключа 1КТ902, состоящего из двух идентичных полевых транзисторов.

Для сохранения достигнутой глубины регулировки перед усилителем включен симметричный каскад на полевых транзисторах, обладающий высоким входным сопротивлением.

Напряжение с выхода усилителя, равное 1 В, подается через буферный каскад на двухполупериодный детектор. После усилителя на ИС К140УД1Б и фильтра нижних частот это управляющее напряжение поступает на вход управляемого элемента.

Результаты измерений макета автоматического регулятора следующие [42]: при увеличении входного уровня на 20 дБ выходной уровень возрастает на 5%, время установления коэффи-

циента передачи 1 мс, время восстановления 1,5 с, коэффициент гармоник от 0,1 до 0,5%, неравномерность амплитудно-частотной характеристики в диапазоне 100—6000 Гц не более 3%.

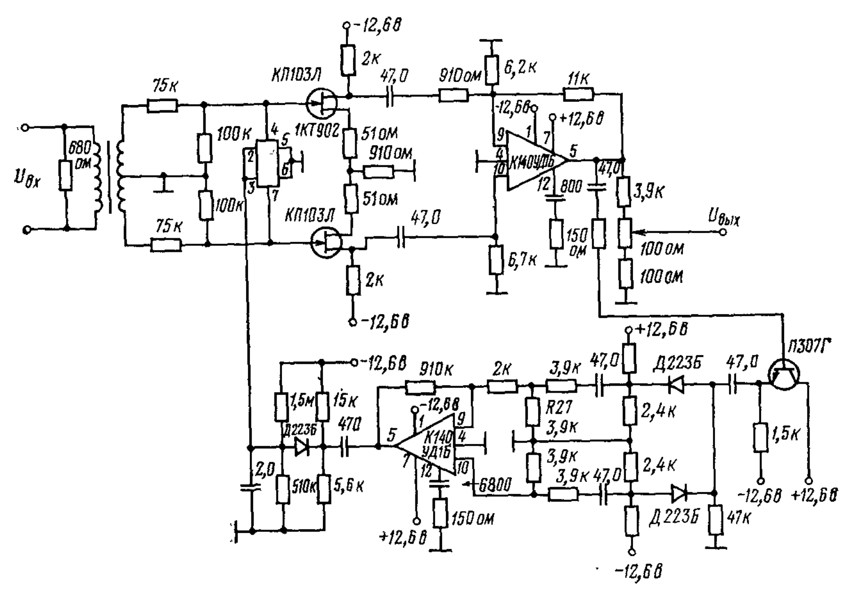


Рис. 5.14. Схема автоматического регулятора уровня

5.4. Балансные модуляторы

К основным требованиям, предъявляемым к балансным модуляторам, относятся: уровень нелинейных искажений, измеренный двухчастотным методом; уровень шума; уровень несущей по отношению к уровню боковых и уровень комбинационных составляющих. Различные способы реализации модуляторов можно разделить на две группы. В схемах первой группы перемножение осуществляется путем коммутации со звуковой частотой сигнала несущей частоты. Примером таких схем является кольцевая диодная или транзисторная схема. В схемах второй группы используются четырехквадрантные перемножители.

На рис. 5.15 показана схема балансного модулятора, относящегося к первой группе [42].

Сигнал несущей частоты коммутируется с помощью интегрального ключа 1КТ902. Напряжение звуковой частоты поступает на стоки полевых транзисторов ключа, а напряжение несущей частоты (в данном случае 128 кГц) — на затворы. При таком включении схема на ключе работает как перемножитель.

Инвертирование сигнала по входу несущей выполнено с помощью ИС 2ЛБ172, в которой логические элементы И — НЕ используются как усилитель с глубоким ограничением.

Экспериментальная проверка макета балансного модулятора, собранного по схеме, приведенной на рис. 5.15 [42], при входном напряжении звуковой частоты 50 мВ и напряжении несущей частоты 1 В дала следующие результаты: уровень нелинейных искажений, измеренный двухчастотным методом, не превышает

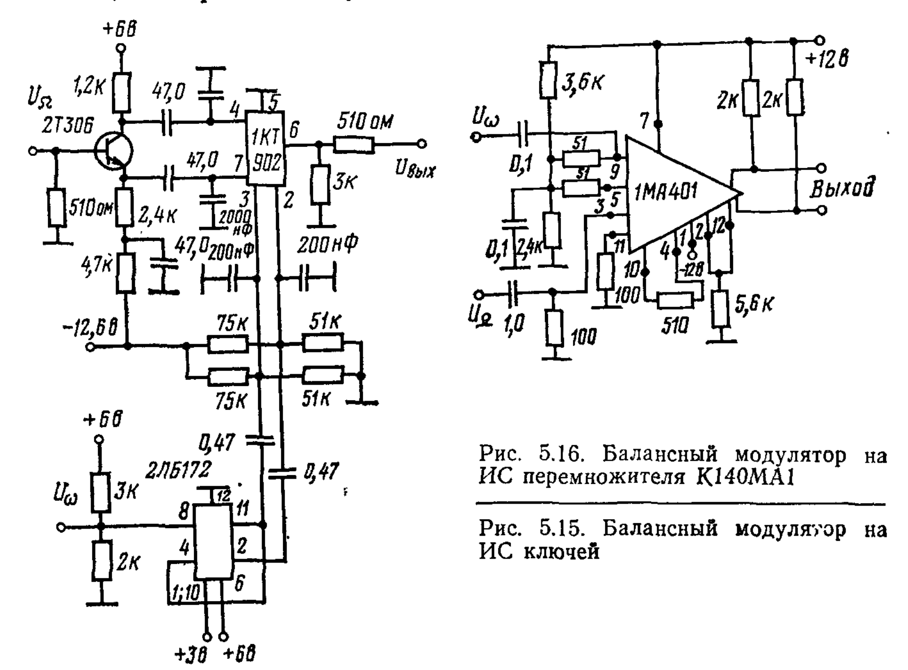


Рис. 5.16. Балансный модулятор на ИС перемножителя К140МА1

Рис. 5.15. Балансный модулятор на ИС ключей

70 дБ; уровень шума АМ не более 80 дБ; уровень несущей на выходе не более 46 дБ относительно уровня одной боковой; уровень комбинационных составляющих вида $\omega \pm 2\Omega$ — 52 дБ, вида $\omega \pm 3\Omega$—72 дБ.

Схема балансного модулятора на ИС перемножителя К140МА1 значительно проще и не требует большого уровня несущей частоты (рис. 5.16). При напряжении сигнала несущей частоты 60 мВ и напряжении звуковой частоты 20—30 мВ устройство обеспечивает подавление каждого из входных напряжений не менее 46 дБ. При этом остаточное напряжение звуковой частоты не превышает 2,5 мВ, а остаточное напряжение несущей частоты не превышает 5 мВ.

5.5. Устройства для установки заданного уровня напряжения

В передающей аппаратуре, например однополосных возбудителях, используются ограничители и дискретные регуляторы уровня, к которым предъявляются требования установки и поддержания заданного напряжения с точностью ±1 дБ.

Как следует из гл. 2, хорошие ограничительные свойства имеет схема, использующая стабилитроны или диоды, включенные в цепь обратной связи ОУ. Однако значительно более высокие показатели имеет схема, где в цепь обратной связи включены дополнительные операционные усилители. Примером такого ограничителя является схема, предложенная в [49]. Степень ограничения в таком устройстве не менее $2 \cdot 10^{-6}$.

Примером ступенчатого регулятора уровня сравнительно высокочастотного сигнала (сотни кГц) является устройство, схема которого приведена на рис. 5.17 [42]. Здесь с помощью ключа 1КТ901 коммутируются резисторы в цепи обратной связи. Когда на входы ключа не подается управляющее напряжение, сопротивление обратной связи равно 20 кОм. При включении одного из четырех управляющих напряжений устанавливается необходимый коэффициент передачи. Точность установки выходного напряжения в этой схеме практически определяется точностью подбора сопротивлений резисторов.

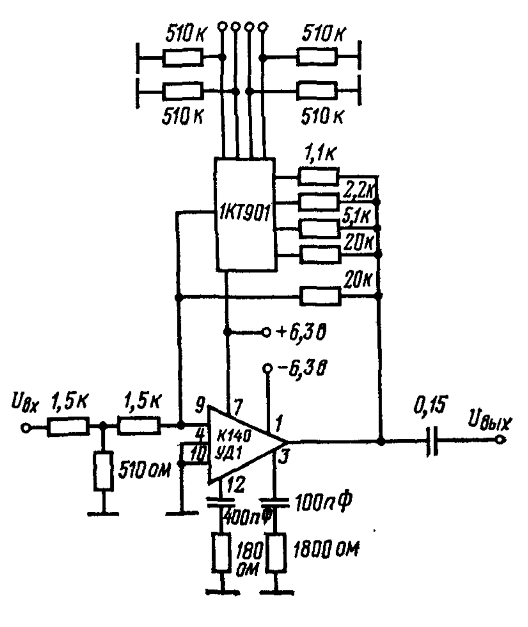


Рис. 5.17. Схема ступенчатого регулятора уровня

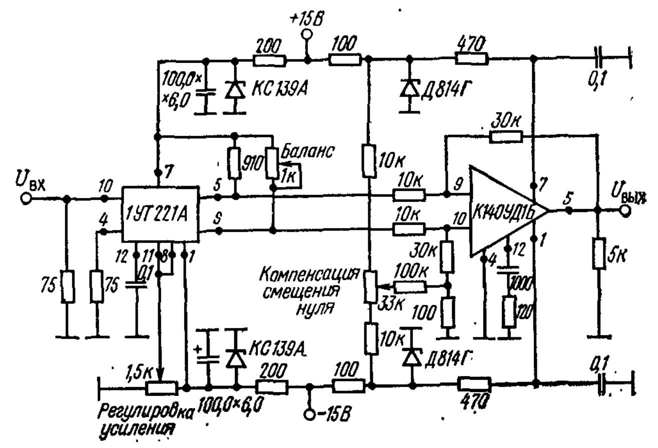


Рис. 5.18. Схема регулируемого УПТ

В регулируемых усилителях постоянного тока (УПТ) возникает необходимость сохранения балансировки схемы при различных положениях регулятора усиления. На рис. 5.18 показана схема УПТ с плавной регулировкой, в которой достигается малое выходное напряжение смещения (не более 3 мВ). Усилитель работает при входных сигналах до 40 мВ с максимальным коэффициентом усиления по постоянному и переменному току, равным *22*.

Глава 6
ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ В РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВАХ

Выпуск радиовещательных приемников и приемников других назначений на ИС начался в 60-х годах. На первом этапе применялись исключительно гибридные специализированные микросхемы. Однако заметное влияние на улучшение технических характеристик, надежности и стоимости радиоприемных устройств оказало использование полупроводниковых ИС. При этом построение ИС не обязательно повторяет построение функциональных узлов приемника на дискретных компонентах. Использование в больших специализированных ИС базовых кристаллов универсальных ИС позволяет получить более высокие параметры отдельных узлов. Кроме того, в случае применения новых ИС часто оказывается выгодным использовать методы радиоприема, от которых в силу ряда причин отказывались. Например, синхронное детектирование, использование кольца фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), построение приемника с высокой промежуточной частотой, применение электронной коммутации и дистанционного управления.

На возможность создания радиоприемного устройства целиком на универсальных ИС указывалось и ранее [12]. Поэтому основной задачей настоящей главы является попытка обоснования того положения, что использование современных и перспективных ИС может привести к улучшению качественных показателей рассматриваемых устройств.

6.1. Гибридные интегральные схемы в радиоприемных устройствах

Первыми ИС для радиовещательных приемников были ИС серии К237 и К224. В состав серии К237 входят тонкопленочные гибридные ИС, предназначенные для применения в радиовещательных приемниках и магнитофонах. На примере автомобильного приемника А-372 рассмотрим особенности использования ИС типов К2ЖА371, К2ЖА372 и К2УС371 [51].

Высокочастотный блок автомобильного приемника, включающий УВЧ, смеситель и гетеродин, выполнен на базе ИС К2ЖА371.

Напряжение питания для УВЧ является напряжение АРУ. При уменьшении этого напряжения от 6 до 2 В уменьшается эмиттерный ток и усиление каскада падает. При дальнейшем уменьшении напряжения одновременно с уменьшением крутизны падает входное сопротивление [52], что приводит к дополнительной регулировке за счет шунтирования входного контура. В [53] описан апериодический УВЧ на этой же ИС с включением между

клеммами *11* и *9* фильтра для подавления сигнала промежуточной частоты. Показано, что модуль полного сопротивления нагрузки УВЧ может быть не менее 300 Ом при ослаблении фильтром сигнала промежуточной частоты, равном 20 дБ.

Смеситель выполнен на двух транзисторах, крутизна которых изменяется пропорционально коллекторному току другого транзистора, образуя схему смещенного перемножителя. В отличие от смесителя на одном транзисторе, здесь в случае полной идентичности транзисторов напряжение гетеродина не попадает в нагрузку. Однако напряжение сигнала попадает в цепь нагрузки, что отличает эту схему от схемы смесителя с использованием четырехквадратного перемножителя, которая используется в более современных ИС.

Тракт УПЧ, детектор и цепь АРУ могут быть выполнены на ИС К2ЖА372. В этом случае в первый каскад включается контур для подавления напряжения гетеродина, проникающего на вход УПЧ. Без этого контура усиленное напряжение гетеродина попадает в детектор и через цепь АРУ снижает усиление, ухудшая чувствительность приемника.

Усилитель низкой частоты может быть выполнен с использованием ИС К2УС371. Усилитель низкой частоты в этом случае является бестрансформаторным усилителем с непосредственной связью и глубокой отрицательной обратной связью.

На рис. 6.1 показана принципиальная схема автомобильного радиоприемника на ИС серии К237, удовлетворяющего нормам III класса. В отличие от аналогичных радиоприемников на дискретных элементах, радиоприемник, собранный по схеме рис. 6.1, обладает лучшей характеристикой АРУ и лучшей повторяемостью параметров при смене деталей.

Другой распространенной серией ИС является серия К224, в которую входят гибридные толстопленочные ИС, предназначенные для применения в радиовещательных приемниках I и II классов.

На примере радиоприемника «Орион-301» рассматриваются особенности использования ИС типов К2ЖА242, К2УС242, К2УС245 и К2ПП241. Аналогичную принципиальную схему имеют магнитолы «Форум» и «Ореанда».

Интегральные схемы серии 224 содержат меньшее число элементов, требуют более сложных внешних цепей, но благодаря этому они более универсальны и могут использоваться в различных функциональных узлах. Так, ИС К2ЖА242 используется для преобразования частоты в УКВ блоке и в тракте высокой частоты диапазонов ДВ, СВ и КВ.

Типичным примером использования гибридной ИС является каскад УПЧ, выполненный на ИС К2УС242 (рис. 6.2). Интегральная схема представляет собой одиночный каскад со всеми необходимыми элементами, кроме колебательных контуров. Напряжение АРУ подводится к выводу *2*, а иногда и к выводу *9*. Напряжение АРУ в этой схеме приемника образуется выпрямитель-

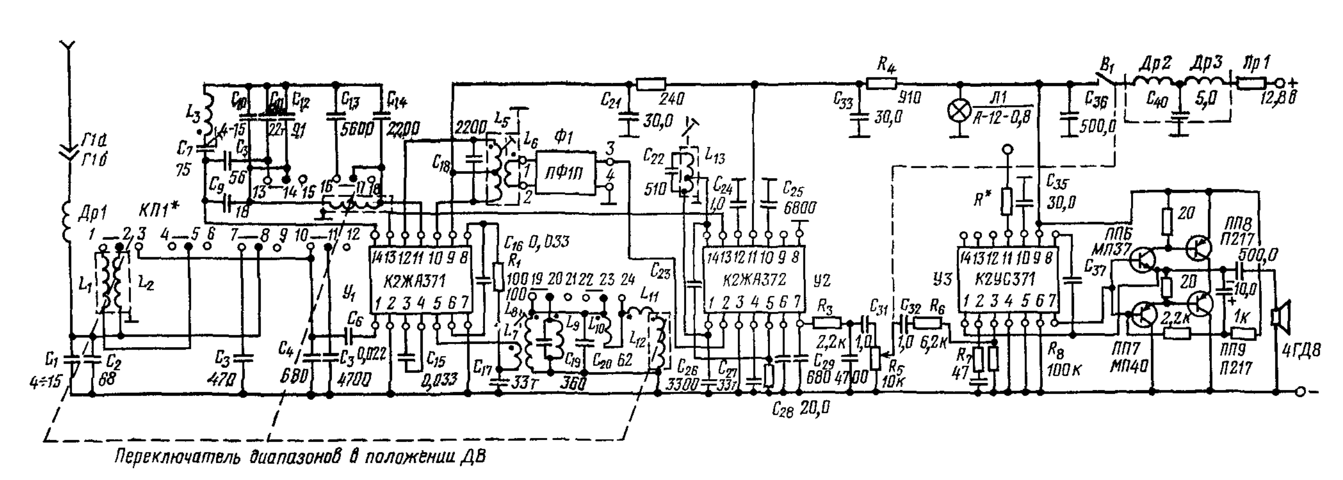


Рис. 6.1. Принципиальная схема автомобильного приемника III класса

ной схемой на диодах $Д_1$ и $Д_2$ и переходе база — эмиттер транзистора T_1. Автоматическая регулировка в этом случае получается особенно эффективной, так как для выпрямления используется принцип удвоения напряжения [54].

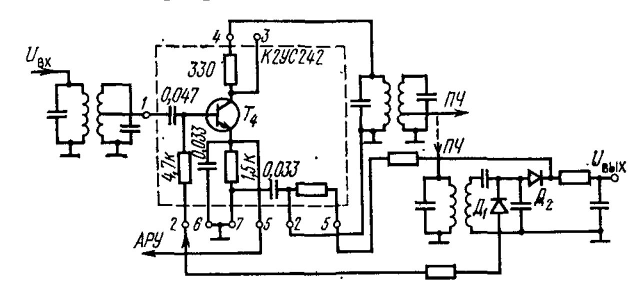


Рис. 6.2. Тракт УПЧ на ИС К2УС242

Усилитель низкой частоты приемника выполнен на ИС К2УС245, близкой по схеме ИС К2УС371.

Интегральная схема К2ПП241 используется в приемнике для построения стабилизатора напряжения с включением стабилитронов 7ГЕ2АС.

Условия эксплуатации и электрические характеристики удовлетворяют требованиям к стационарным, переносным и автомобильным приемникам III и II классов.

Для построения приемников более высоких классов или приемников, работающих в других условиях эксплуатации, требуются более высококачественные ИС. Примером таких ИС являются ИС серии 435 или 235, которые имеют более широкие предельно-допустимые условия эксплуатации [8].

Интегральные схемы этой серии имеют высокие электрические характеристики, в том числе малый уровень шума.

На рис. 6.3 приведена принципиальная схема приемной части радиомикрофона, построенной на ИС серий 235 и 219, типов 2УС191, 2УС355, 2УС356, 2ДС351. Приемник работает на фиксированных частотах диапазона УКВ. Схема обеспечивает в широком диапазоне температур высокое значение реальной чувствительности 1,5—2 мкВ и низкое значение коэффициента гармоник менее 0,8%.

Следует отметить, что гибридные специализированные ИС могут использоваться не только в основной схеме приемника, но и для обеспечения электронного управления или других дополнительных удобств. В качестве примера можно привести специальные ИС для блоков коммутации при работе приемника от сенсорных датчиков (датчиков, срабатывающих от касания пальцем).

Другим примером использования гибридных ИС в приемнике является устройство для обеспечения круговой диаграммы направленности двух магнитных антенн на ИС 2СС842 [55]. Применение одной ИС в этом случае обеспечивает работу функционального узла, включающего три усилителя.

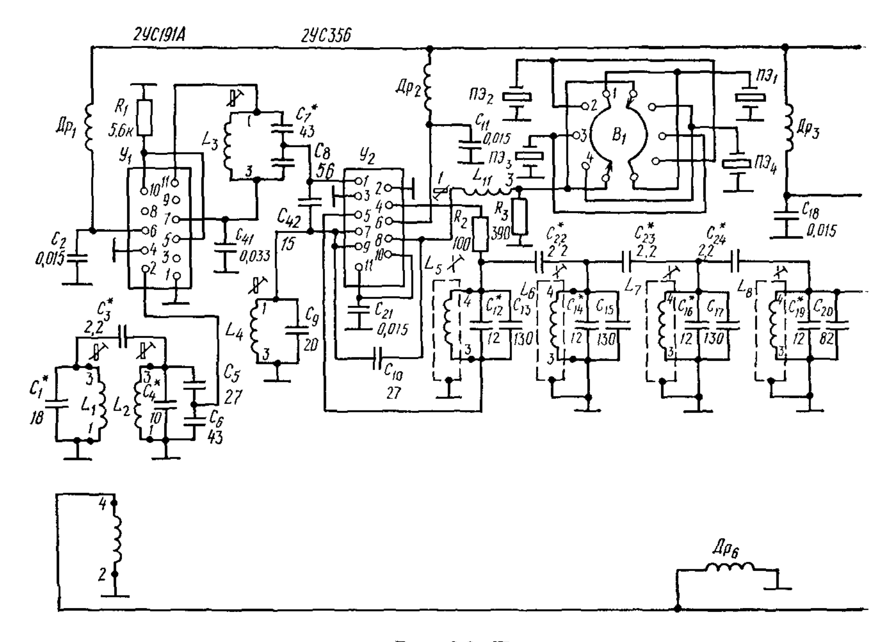


Рис. 6.3 Принципиальная схема приемника

6.2. Универсальные ИС в радиоприемных устройствах

Высокочастотные каскады. Одной из трудных задач в технике радиоприема является задача создания высококачественного широкополосного антенного усилителя. Такой усилитель должен иметь малый коэффициент шума, низкий уровень нелинейных искажений, в том числе интерференционных и перекрестных, иметь достаточный коэффициент усиления во всем диапазоне частот и обеспечивать режим согласования соединительного кабеля.

Как показано в [57], на входе антенного усилителя радиовещательного приемника можно ожидать напряжение до 0,5 В. Следовательно, можно принять $U_{\text{вых}max}=2$ В. Если диапазон принимаемых частот включает диапазон УКВ (80 МГц), то требуется ОУ со скоростью нарастания выходного сигнала $V_{U\text{вых}}= =1{,}4\cdot 2\cdot 80=1400$ В/мкс. Операционный усилитель с таким значением $V_{U\text{вых}}$ пока не выпускается. Однако для диапазона КВ (до 30 МГц) и короткой антенны ($U_{\text{вых}max}=0{,}5$ В) применение ОУ вполне реально.

О преимуществах применения перемножителей для преобразователя частоты уже говорилось в гл. 2. Следует отметить, что особенно заметные преимущества дает применение перемножителя на более высоких частотах, где балансные смесители на ди-

радиомикрофона ПРМ-12М

одах мало эффективны. На рис. 6.4 показана схема смесителя, работающего в диапазоне до 30 МГц на ИС К140МА1.

На рис. 6.5 показан пример использования ИС высокочастотного перемножителя 526ПС1 для построения УКВ блока. Транзисторы T_2 и T_1 используются не только для подачи напряжения гетеродина в перемножитель, но и для генерирования колебаний.

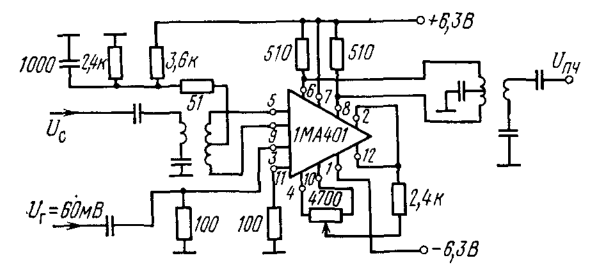


Рис. 6.4. Схема смесителя на ИС К140МА1

В отличие от ИС К140МА1, интегральная схема на рис. 6.5 не требует двуполярного источника питания, имеет диапазон рабочих частот до 80 МГц, крутизну преобразования при $U_с$=5 мВ, $U_г$=300 мВ и $f_{пч}$=10,5 МГц не менее 5 мА/В. В ИС входят резисторы и диоды, поэтому не требуется подключения внешних дели-

телей. Недостатком этой ИС является недостаточно низкий уровень шума.

Как и в случае антенного усилителя, широкое использование ОУ в схемах гетеродинов ограничивается малым значением скорости нарастания выходного сигнала.

Тем не менее ОУ находят применение для построения гетеродинов в качестве элементов, обеспечивающих высокую стабильность частоты. Примером удачного решения этой задачи является схема приемника ST-22 Sensotronic фирмы «Loewe-Opta», демонстрировавшегося на выставке в Берлине в 1973 г.

Рис. 6.5. Включение высокочастотного перемножителя ИС 526ПС1 в схеме УКВ блока

В приемнике ST-22 имеется 11 переключаемых сенсорами фиксированных настроек на каждом диапазоне, причем требуемая стабильность достигнута без применения кристаллических резонаторов. Основная идея схемы ясна из рис. 6.6. Сигнал гетеродина поступает на преобразователь частота — напряжение. Полученное напряжение сравнивается в ОУ с напряжением на движке потенциометра настройки. И если эти напряжения не равны, то выходное напряжение ОУ изменит частоту гетеродина. Если считать подводимое напряжение $U_{=}$ и коэффициент деления потенциометра абсолютно стабильными, то единственным источником нестабильности оказывается преобразователь частота — напряжение, который в этом приемнике построен на линии задержки от цветного телевизора.

Для исключения влияния изменения питающего напряжения на стабильность гетеродина интегрирование импульсов после преобразователя частота — напряжение происходит с помощью другого устройства (рис. 6.7). Использование инвенторов в этой схеме приводит к независимости разности сравниваемых напряжений от напряжения $U_{=}$.

Экспериментальная проверка схемы описываемого приемника показала, что при дрейфе ОУ по напряжению $\Delta U_{см}/\Delta T$, равному 10 мкВ/°С, и уходе постоянной времени линии задержки, равном 0,2 нс/°С, нестабильность гетеродинов составила в диапазонах ДВ

и СВ 40,5 Гц/°С, КВ—50 Гц/°С и УКВ—400 Гц/°С, что вполне достаточно для работы фиксированных настроек. Следует заметить, что при данной схеме не требуется температурной компенсации элементов гетеродина и подбора варикапов.

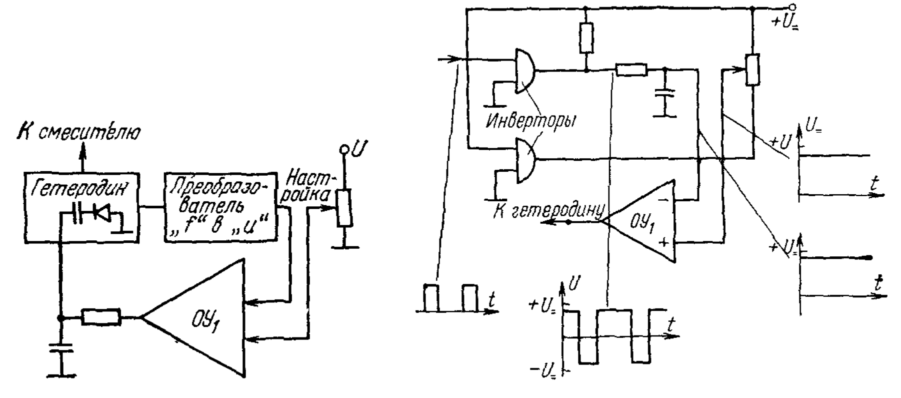


Рис. 6.6. Структурная схема системы настройки, обеспечивающей высокую стабильность

Рис. 6.7. Схема интегрирования и сравнения для управления настройкой

Тракты промежуточной частоты. Обеспечение необходимой селекции в тракте промежуточной частоты может быть достигнуто либо распределением элементов селекции по каскадам, либо использованием фильтра сосредоточенной селекции. В случае применения ИС первый путь исключается.

Наиболее простая схема УПЧ может быть построена на регулируемом ОУ (ОТА). Учитывая, что современные схемы детекторов не требуют больших уровней напряжения промежуточной частоты, в схеме с одним ОТА может быть осуществлена глубокая отрицательная обратная связь, что обеспечит необходимую стабильность и отсутствие искажений огибающей. В схеме УПЧ на универсальных ИС для обеспечения эффективной АРУ может использоваться также перемножитель. В обеих схемах обеспечивается независимость входного сопротивления от напряжения АРУ, что гарантирует стабильность частотной характеристики при изменении входного сигнала.

В качестве фильтра сосредоточенной селекции (ФСС) применяется либо *LC*-фильтр, либо пьезокерамический (или кварцевый) фильтр. Сравнение их характеристик показывает, что кристаллический фильтр, имея большее затухание на частотах соседнего канала, обеспечивает худшую селективность при больших расстройствах. Этот недостаток кристаллических фильтров сказывается не только на подавлении помех, но и на подавлении напряжения гетеродина, попадающего на вход УПЧ. Это напряжение особенно опасно в приемнике с высоким значением промежуточной частоты (например, 10,7 МГц), где относительная раз-

ница между частотой гетеродина и промежуточной частотой мала.

Для увеличения затухания за полосой пропускания керамических фильтров можно использовать свойства усилителей с дифференциальным входом подавлять синфазный сигнал. Схематично идея этого способа показана на рис. 6.8*а*. Напряжение сигнала подводится через керамический фильтр к одному входу ОУ

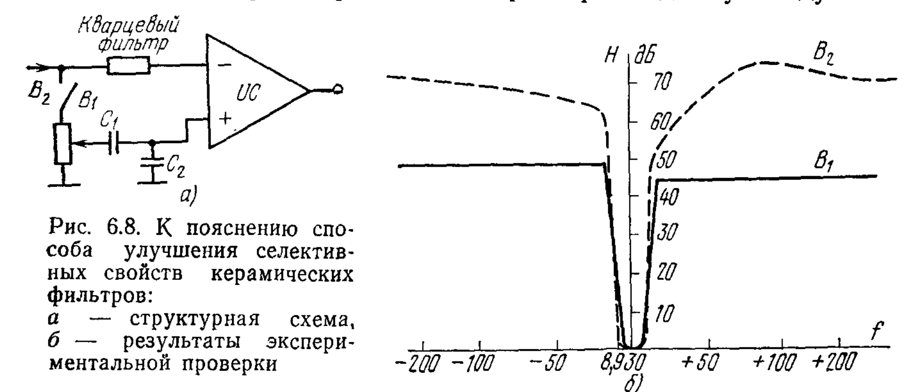


Рис. 6.8. К пояснению способа улучшения селективных свойств керамических фильтров:
а — структурная схема, *б* — результаты экспериментальной проверки

или перемножителя. Этот же сигнал через эквивалент фильтра за полосой пропускания, представляющий собой емкостный делитель, подводится к другому входу. За полосой пропускания входной сигнал оказывается синфазным и поэтому дополнительно ослабляется в ИС. На рис. 6.8*б* показаны снятые экспериментально кривые затухания кварцевого фильтра с резонансной частотой 10,7 МГц и того же фильтра, включенного по схеме, приведенной на рис. 6.8*а*, где применена ИС К140МА1, $C_1 = 1$ пФ, $C_2 = 10$ пФ.

Схемы детектирования. Универсальные ИС позволяют построить различные схемы детектирования, отличающиеся высокими электрическими показателями. Так, схема амплитудного детектора на ОУ имеет малый уровень входного сигнала (около 1 мВ), низкие значения коэффициента гармоник. Однако еще большие возможности в схемах детектирования имеет применение интегральных перемножителей.

Остановимся на схемах амплитудных детекторов. С помощью перемножителя осуществляется синхронное детектирование АМ сигнала, сигнала с одной боковой полосой (ОБП) или балансно-модулированного сигнала. В любом случае детектируемый сигнал подается на один из входов перемножителя, в то время как на другой его вход подается немодулированное опорное напряжение с частотой, равной частоте несущего колебания.

Появление высокоизбирательных пьезокерамических и кварцевых фильтров позволяет разделить АМ сигнала на две боковые полосы с тем, чтобы детектировать ту из них, где уровень помех меньше.

Известные способы получения опорного напряжения можно разбить на три группы: использование автономного высокоста-

бильного генератора; выделение несущей из приходящего сигнала; синхронизация местного генератора с несущей приходящего сигнала.

Для удовлетворительной работы синхронного детектора необходимо, чтобы уход частоты опорного напряжения относительно несущей сигнала промежуточной частоты был не более нескольких герц. Это означает, что применяя автономный генератор, необходимо обеспечить его стабильность и стабильность перестраиваемого гетеродина приемника в диапазоне КВ около 10^{-7}. Таким образом, использование автономного генератора возможно только при наличии синтезатора частоты, когда частоты гетеродина и опорного напряжения определяются одним и тем же опорным генератором.

Многие известные способы выделения несущей непригодны, так как составляющие помехи, несимметрично расположенные относительно несущей частоты, образуют не только амплитудную, но и частотную модуляцию [57]. Последняя будет наблюдаться на выходе схемы. Если такое частотно-модулированное помехой опорное напряжение подать на синхронный детектор, то в выходном напряжении появятся составляющие помехи.

О способе выделения несущего колебания с помощью узкополосного фильтра сообщено фирмой BBC. В одном из приемников использовался кварцевый фильтр с резонансной частотой 470 кГц и полосой ±8 Гц, в пределах которой осуществлялась автоматическая подстройка несущей частоты приходящего колебания. Однако такой приемник оказывается сложным и неудобным в эксплуатации. Тем не менее для детектирования одной боковой полосы АМ сигнала не обязательно выделение напряжения несущей частоты. Можно воспользоваться, например, квадратичным детектором.

С одного из двух пьезокерамических фильтров (рис. 6.9*а*), каждый из которых пропускает одну боковую полосу и несущую частоту, сигнал подводится к квадратору, на выходе которого будет действовать напряжение, пропорциональное

$$[U \cos \omega_c t + \tilde{U} \cos (\omega_c + \Omega) t]^2,$$

где U — амплитуда несущей с угловой частотой ω_c; $\tilde{U}$ — амплитуда боковой составляющей с угловой частотой $\omega_c + \Omega$. Возведем данное выражение в квадрат и отбросим постоянную составляющую и члены, содержащие частоты, не пропускаемые фильтром нижних частот, и получим

$$U_{вых} \doteq U\tilde{U} \cos \Omega t.$$

Хорошие результаты в выделении боковой полосы АМ сигнала дает применение монолитных кварцевых фильтров, которые могут применяться на частотах от 1,5 МГц и выше. Подключением реактивного сопротивления к такому фильтру можно превратить его из полосового в режекторный.

В этом случае фильтры включаются последовательно (рис. 6.9б). В одном положении ключа первый фильтр — полосовой, а второй — режекторный, во втором положении ключа — второй фильтр — полосовой, а первый — режекторный.

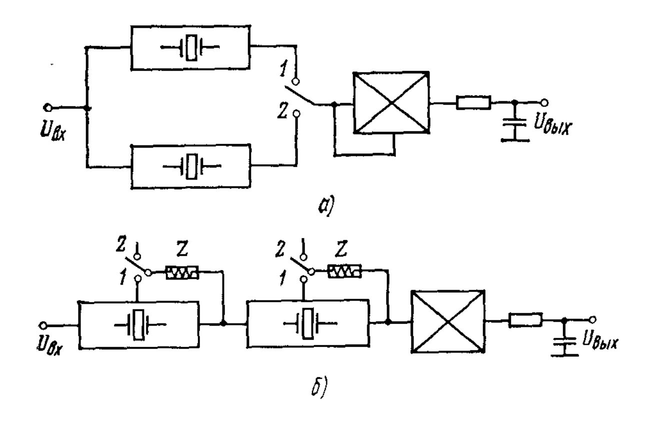


Рис. 6.9. Схема выделения одной боковой полосы АМ сигнала:
а — с применением пьезокерамических фильтров; *б* — с применением монолитных кварцевых фильтров

С большим успехом могут использоваться универсальные ИС и в схемах частотных детекторов. Одна из таких схем, реализуемая в ИС К174УР1, описана в гл. 2. Другим вариантом частотного детектора на ИС может быть схема с кольцом ФАПЧ, когда полоса удержания несколько превышает максимальную девиацию частоты. Преимуществом такой схемы частотного детектора является ее повышенная селективность, так как составляющие, отстоящие от несущей входного сигнала дальше $\Delta f_{уд}$, не вызовут изменения выходного напряжения из-за действия ФНЧ.

В [56 и 58] показана принципиальная схема частотного детектора с кольцом ФАПЧ, собранная на дискретных компонентах, в том числе транзисторах КП103М и КТ301Д.

Управляемый генератор собран по схеме моста Вина. Анализ генератора этого типа приведен в [10]. При изменении управляющего напряжения от —1 до —5 В частота генератора изменяется от 9,3 до 11,5 МГц.

Фазовый детектор выполнен в виде смещенного перемножителя по той же структурной схеме, что и управляемый генератор.

Схема обеспечивает все параметры тракта УПЧ-ЧМ-детектор приемников I или II классов, включая параметры селективности при входном сигнале 2,5 мВ.

Этот пример показывает, что тракт УПЧ-ЧМ-детектор приемника может быть весь собран на универсальных ИС без применения *LC*-систем.

В приемниках с детекторами, построенными на перемножителях, основные селективные свойства определяются не контурами промежуточной частоты, а фильтрами нижних частот, стоящими за детектором. В этих схемах особенно эффективны активные ограничительные фильтры.

6.3. Полупроводниковые специализированные интегральные схемы для усилителей низкой частоты

Усилители низкой частоты радиовещательного приемника могут быть выполнены на тех же универсальных ИС, на которых выполняются усилители аппаратуры обработки звукового сигнала (см. гл. 5).

Тем не менее для бытовых устройств, особенно имеющих автономное питание, удобнее иметь специальные ИС.

Операционный усилитель, предназначенный для УНЧ радиоприемников, не обязательно должен иметь $U_{вых}=0$ при $U_{вх}=0$, поэтому он может иметь однополярное питание. Для этого усилителя не требуется очень высокой скорости нарастания выходного сигнала. Усилитель, будучи универсальным, должен иметь малые шумы.

Примером такого усилителя является ИС К538УН1 или двойной усилитель К548УН1. Это ОУ, имеющий однополярное питание от 9 до 40 В. Коэффициент усиления более 10^5, входное сопротивление более 100 кОм, ток потребления на холостом ходу 10 мА, выходное сопротивление 150 Ом. Скорость нарастания выходного сигнала 0,3 В/мкс, коэффициент шума при $R_г=50$ кОм — 1,0 дБ, при $R_г=5$ кОм — 1,6 дБ. Усилитель имеет внутреннюю цепь коррекции.

С помощью такого ОУ можно выполнять предварительные каскады, работающие от различных датчиков (см. § 8.2), активные регуляторы тембра и сумматоры.

Для приемников низких классов, где не требуются регуляторы тембра, применяются специализированные полупроводниковые ИС типа К1УС744. Усилитель имеет следующие параметры. Диапазон частот 30—20 000 Гц, максимальная выходная мощность не менее 1,4 Вт для группы А или 1 Вт для группы Б, коэффициент гармоник 2%, ток покоя 10 мА, коэффициент усиления от 4 до 40, напряжение питания 9 В, сопротивление нагрузки 4 Ом. Для установки ИС в приемник требуется радиатор с общей поверхностью около 20 см². При мощности до 0,5 Вт внешнего радиатора не требуется.

Для более мощных и высококлассных приемников может применяться ИС К174УН7. Схема при напряжении питания 15 В обеспечивает мощность до 4,5 Вт и коэффициент гармоник при мощности 2,5 Вт не более 2%. Сопротивление нагрузки 4 Ом. Ток покоя 10 мА. Для обеспечения мощности до 4,5 Вт требуется радиатор с поверхностью примерно $(1\div2)\cdot10$ мм² на 1 Вт.

Недостатком ИС типа К1УС744 и К174УН7 является повышенное излучение на сверхзвуковых частотах, в том числе в диапазоне ДВ.

В схемах радиоприемников до II класса ИС К174УН7 используется в сочетании с пассивными регуляторами тембра. В приемниках более высоких классов требуются активные регуляторы тембра, в которых могут использоваться универсальные ИС, например типа К538УН1.

6.4. Радиовещательный приемник на полупроводниковой специализированной БИС

Материалы предыдущих разделов позволяют сделать следующие выводы:

применение гибридных специализированных ИС не дает значительных преимуществ по электрическим параметрам по сравнению с устройствами на дискретных компонентах;

применение универсальных монолитных ИС позволяет получить значительные улучшения параметров приемника;

для бытовой техники широкое применение могут найти универсальные ИС в недорогом пластмассовом корпусе, не требующие двуполярного источника питания;

разработка различных функциональных узлов на универсальных ИС позволяет проектировать большие полупроводниковые многофункциональные ИС, использующие в своем составе базовые кристаллы универсальных ИС.

Примером применения больших ИС является построение одного из вариантов функционального блока ЧМ тракта радиовещательного приемника II класса на ИС К174УР3 (рис. 6.10). ИС состоит из усилителя на восьми дифференциальных каскадах,

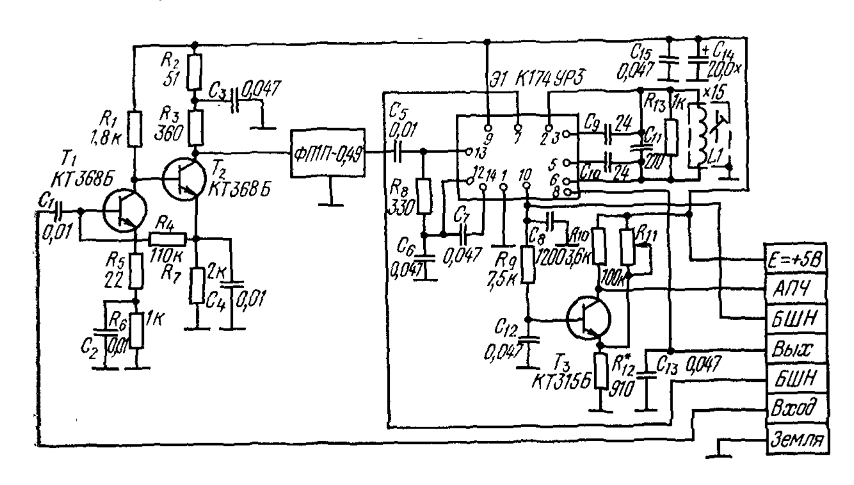


Рис. 6.10. Схема функционального блока ЧМ тракта

перемножителя, используемого в качестве частотного детектора, и предварительного УНЧ. В схему тракта ЧМ (см. рис. 6.10) входят, кроме того, входной каскад с пьезокерамическим фильтром ФП1П-0,49 и выходной каскад АПЧ. Данный функциональный блок имеет следующие параметры:

при входном сигнале 25 мкВ и девиации частоты 15 кГц отношение сигнал/шум более 40 дБ;

входное напряжение, соответствующее порогу ограничения, составляет 1—2 мкВ;

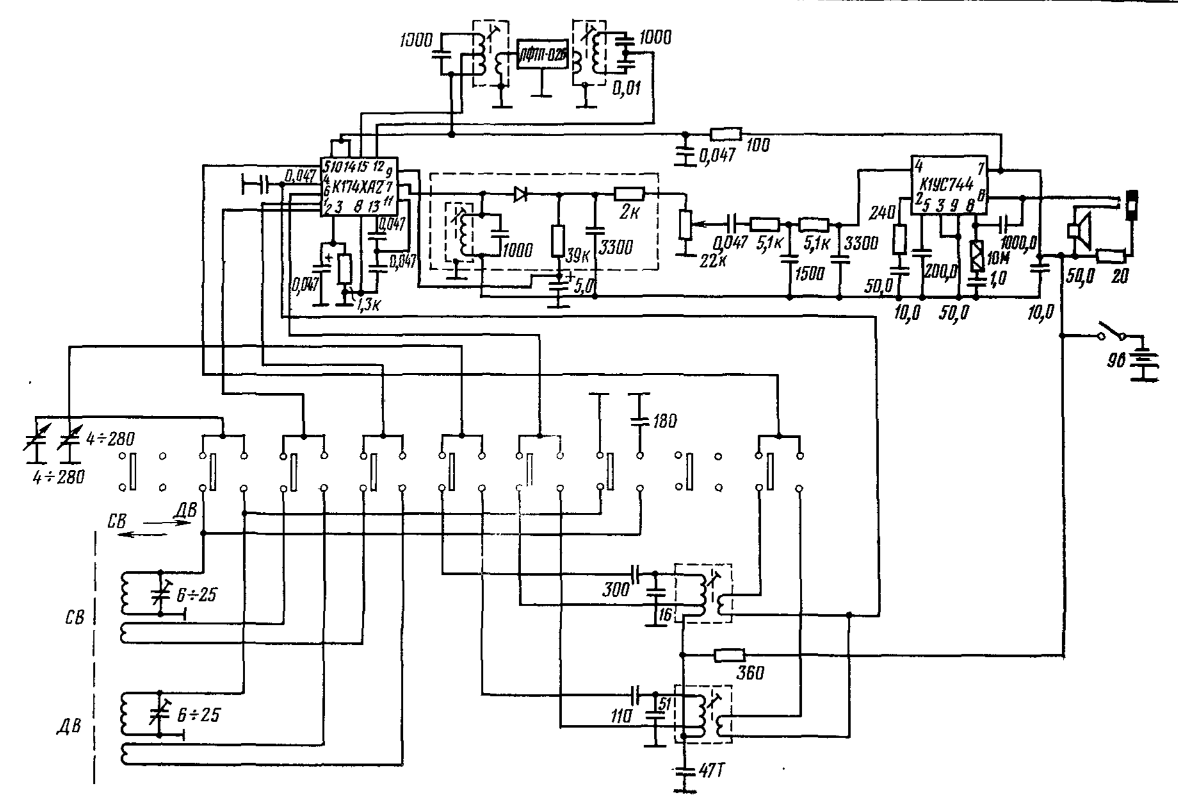


Рис. 6.11. Схема карманного радиоприемника на двух ИС

коэффициент гармоник в монофоническом режиме при девиации 50 кГц в зависимости от образца фильтра колеблется от 0,5 до 1,0%.

Многие фирмы выпускают БИС, позволяющие применять их в устройствах связи с АМ, ЧМ и ОБП, включающие усилители, ограничители, каскады АРУ, перемножители. Примером такой БИС является ИС LM273/373 [59]. Примерами БИС с кольцом ФАПЧ являются ИС фирмы «Signetigs типов 560B, 562B и ИС MC1310 фирмы «Motorola», предназначенные для детектирования ЧМ сигналов.

Весь высокочастотный тракт радиовещательного АМ приемника может быть построен на ИС К174ХА2 (см. рис. 6.11). Схема включает 54 активных полупроводниковых элемента. Недостатком первых экземпляров этой схемы является повышенный уровень шума. Так, при сопротивлении генератора 3 кОм минимальное входное напряжение при соотношении сигнал/шум на выходе 20 дБ равно 12 мкВ. Аналогичное напряжение в типовой схеме на дискретных компонентах равно 3—4 мкВ.

Применение ИС К174ХА2 покажем на примере карманного ДВ-СВ радиоприемника, использующего кроме этой ИС еще одну ИС типа К1УС744 (рис. 6.11). Радиоприемник имеет следующие параметры. Реальная чувствительность [57] в диапазонах ДВ и СВ при длине антенны 65 мм равна 2,5 мВ/м. Максимальная чувствительность в диапазоне ДВ—0,8 мВ/м, СВ — 0,16 мВ/м. Селективность по соседнему каналу 32—40 дБ. Селективность по зеркальному каналу 34—40 дБ. При изменении входного напряжения на 40 дБ выходное напряжение изменяется на 6 дБ. Максимальная выходная мощность не менее 0,25 Вт. Максимальный уровень входного сигнала при коэффициенте гармоник 10% не менее 1 В/м.

Глава 7

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ В ТЕЛЕВИЗИОННОЙ АППАРАТУРЕ

Процесс внедрения ИС в телевизионную аппаратуру так же, как и в случае радиоприемных устройств, можно условно разбить на три этапа.

Первый этап характеризуется разработкой гибридных специализированных ИС, принципиальные схемы которых с учетом навесных элементов мало отличаются от соответствующих функциональных узлов на дискретных компонентах. Примером таких ИС являются ИС серии К245.

Второй этап — использование универсальных ИС.

Третий этап — внедрение полупроводниковых специализированных ИС, построенных с использованием результатов, достигнутых при проектировании универсальных ИС.

Если первый этап дает преимущества, выражающиеся в уменьшении габаритов и улучшении технологии, то второй и третий этапы дают возможность использовать хорошие параметры универсальных ИС для улучшения технических характеристик узлов телевизионной аппаратуры.

Известная условность такого разделения этапов объясняется в какой-то мере тем, что отдельные фирмы, используя уже достигнутые результаты других

фирм, проектируют или применяют ИС более совершенные, пропустив возможные промежуточные варианты.

Тем не менее, рассматривая эволюцию в проектировании ИС, можно установить следующее:

основой для создания принципиальных схем новых, нетрадиционных функциональных узлов телевизионной аппаратуры могут быть универсальные ИС;

основой для проектирования больших полупроводниковых специализированных ИС (БИС) могут быть технические решения, достигнутые с использованием универсальных ИС;

эти совершенные БИС сами или с добавлением нескольких дискретных элементов могут конструктивно оформляться в виде функциональных блоков, комбинируя которые, можно создавать различные модификации телевизионной аппаратуры.

Процесс внедрения универсальных ИС в телевизионную аппаратуру осложняется ограниченным выбором или отсутствием достаточно высокочастотных дифференциальных каскадов, ключей и перемножителей. В таких случаях разработчики, используя полупроводниковые микросборки транзисторов К1НТ591 или К776НТ1 создают на дискретных компонентах необходимые узлы, которые в будущем могут быть заменены универсальными ИС. Так, микросборка К776НТ1, включающая шесть кремниевых транзисторов, позволяет проектировать перемножитель на рабочие частоты до 230 МГц.

Ниже приводятся отдельные примеры использования ИС при проектировании телевизионных устройств.

7.1. Приемный тракт телевизора на гибридных ИС

Выпускаемые промышленностью ИС серии К245 позволяют строить приемный тракт для черно-белого и цветного телевизора любого класса, вплоть до I класса. Эти ИС выполнены в пластмассовых корпусах с габаритами 20×12×10 мм. Всего разработано 15 типов ИС этой серии. Использование ИС серии 245 ограничила разработку более совершенных полупроводниковых ИС. Некоторое применение нашла ИС типа К2УП453 (в телевизоре

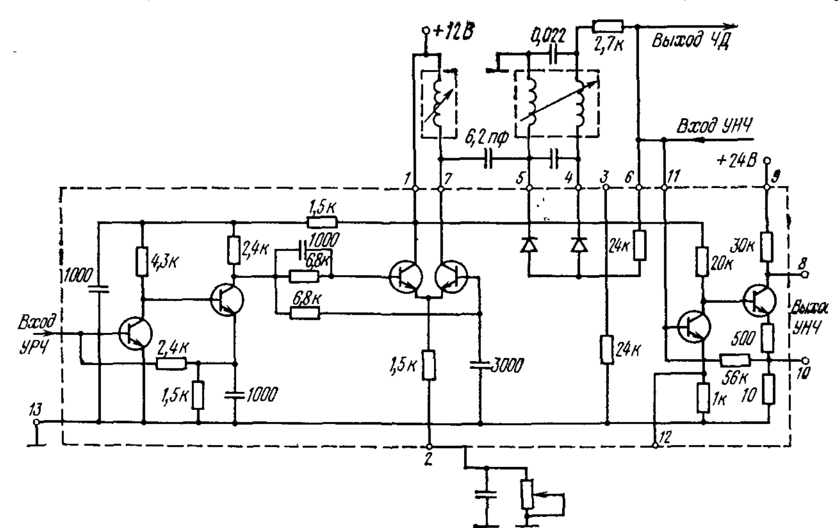


Рис. 7.1. Принципиальная схема ИС К2УП453 (в пунктирном прямоугольнике) и схема ее включения

«Крым-206»), представляющая собой тракт УПЧ звука с ограничителем и предварительным УНЧ (рис. 7.1). В схеме использована микросборка транзисторов К776НТ1.

Потребляемый ток от источника 12 В	6 мА
24 В	2 мА
Коэффициент подавления амплитудной модуляции	46 дБ
Напряжение на входе, соответствующее началу ограничения	1—2 мВ
Выходное напряжение предварительного УНЧ	4,2 В
Коэффициент гармоник	До 2%

Для обеспечения регулировки тембра в ИС предусмотрена возможность введения отрицательной обратной связи в предварительном УНЧ глубиной более 26 дБ.

В образце цветного телевизора 2УПИЦТ-67 модуль выходных каскадов цветности был построен на ИС К245ЖА1 (рис. 7.2), а модуль АПЧГ в тракте изображения телевизора 2УПИТ-61-II — на ИС К2УС247 (рис. 7.3). Другим примером применения гиб-

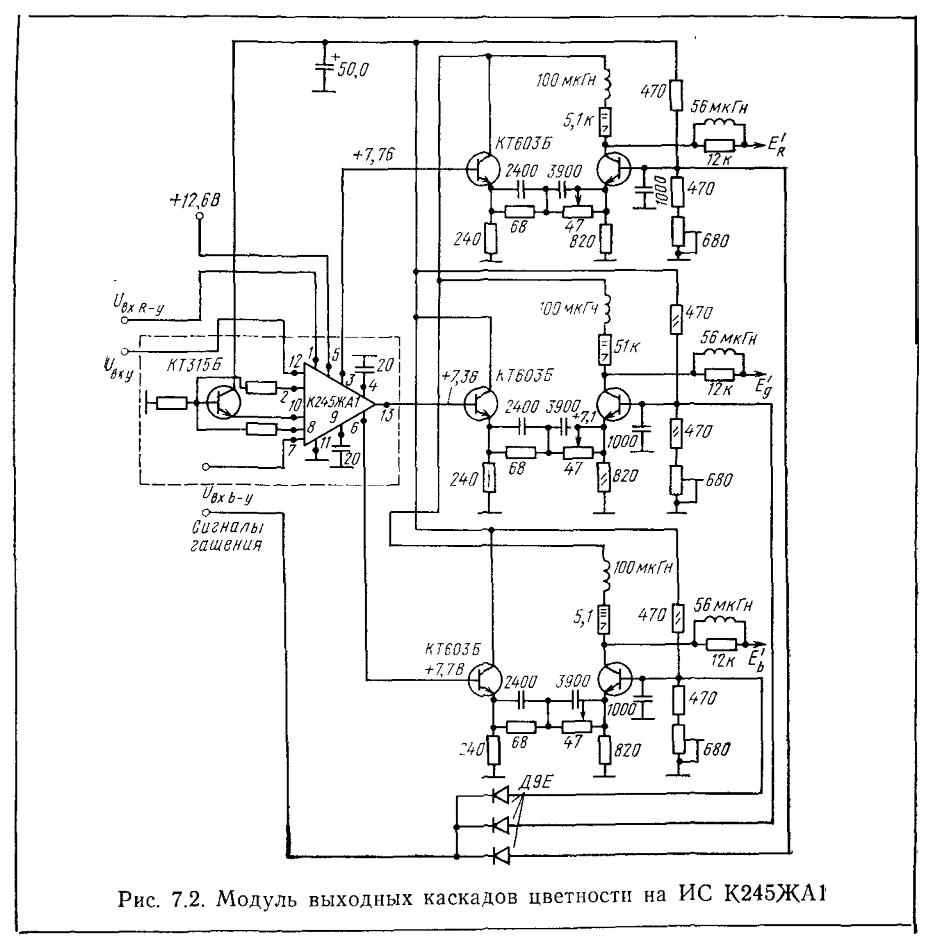


Рис. 7.2. Модуль выходных каскадов цветности на ИС К245ЖА1

ридных ИС является построение блока цветности переносного цветного телевизора на ИС серии К224. Сигнал с видеодетектора поступает на фильтр коррекции высокочастотных предыскажений. После коррекции сигнал усиливается и ограничивается с помощью ИС К224УП2, нагруженной на дроссель. Далее сигнал подается на ИС К224УП1, откуда распределяется в канал задержки и на электронный коммутатор. Ослабленный линией задержки

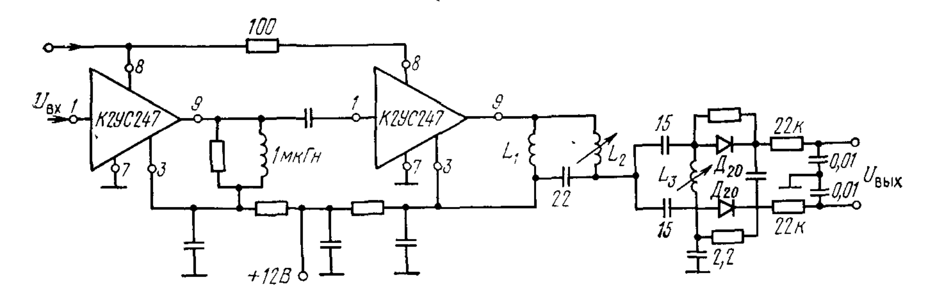


Рис. 7.3. Модуль АПЧГ на двух ИС К2УС247

сигнал выравнивается в ИС К224УП1 и также подается на коммутатор. Последний управляется от генератора коммутирующих импульсов на ИС К224ТП1. Импульсы цветовой синхронизации, несущие информацию о фазе коммутации, вырабатываются в ИС К224АХ1. Сигнал E_{R-Y} усиливается и ограничивается в ИС К224УП2. Меняя уровень ограничения, регулируют уровень насыщенности.

7.2. Функциональные узлы на универсальных ИС

Видеоусилители. Для видеоусилителя с полосой 6,5 МГц и выходным напряжением 1 В необходим ОУ со скоростью нарастания выходного сигнала не менее 50 В/мс. Располагая высокоскоростными ОУ, можно проектировать стабильные схемы видеоусилителей с требуемыми формами амплитудно-частотной и фазовой характеристик. Простейшие видеоусилители реализуются на ИС двух-трех транзисторных каскадов, например на ИС 1УС221Д (рис. 7.4). Видеоусилитель, собранный по схеме, приведенной на рис. 7.4, имеет полосу пропускания от 0 до 1 МГц.

Многие фирмы выпускают ИС, специально предназначенные для видеоусилителей телевизионных систем. Примером такой ИС является МС545 [70]. Входная ступень ИС представляет собой две дифференциальные пары, связанные нагрузками. На любую из них можно подавать входной сигнал, а другую пару использовать для регулировки усиления. Полоса пропускания регулируемого усилителя на этой ИС составляет на уровне 6 дБ 100 МГц.

Эта схема универсальна. Кроме функции видеоусилителя с АРУ, она может выполнять функции видеопереключателя, АМ или балансного модулятора, генератора и другие. Благодаря включению в эмиттерные цепи дифференциальных каскадов ре-

зисторов по 20 Ом, динамический диапазон их шире, чем у обычного каскада, обеспечивая линейный режим работы при входном сигнале до 150 мВ.

Генераторы телевизионных разверток. Выходные каскады телевизионных разверток представляют собой преобразователи напряжения — ток, нагруженные на индуктивность отклоняющей катушки. В гл. 2 было показано, что ток в цепи обратной связи (через резистор R_0) масштабного усилителя на ОУ не зависит от

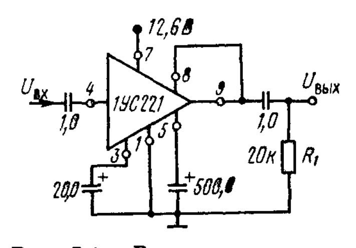


Рис. 7.4. Видеоусилитель на ИС 1УС221

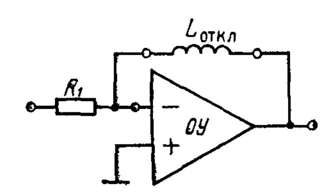


Рис. 7.5. Выходной каскад генератора развертки на ОУ

сопротивления R_0 и поэтому, включая вместо него индуктивность отклоняющей катушки, получаем выходной каскад генератора развертки (рис. 7.5). Для обеспечения нормальной работы отклоняющей системы необходим ОУ большой мощности, либо обычный ОУ, но дополненный выходным каскадом, как показано, например, на рис. 7.6 [61].

На вход такого ОУ (часть схемы, обведенная пунктиром) с элементами обратной связи подается напряжение пилообразной формы.

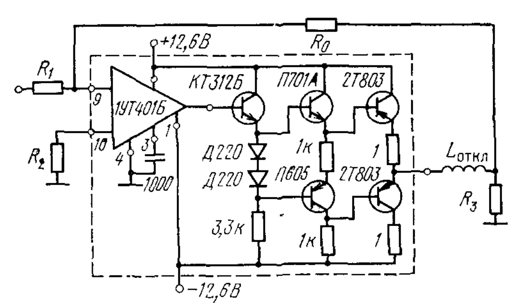


Рис. 7.6. Принципиальная схема выходного каскада развертки

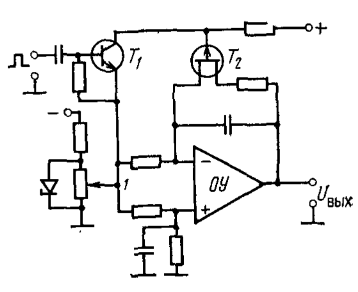


Рис. 7.7. Генератор пилообразного напряжения на ОУ

Если конденсатор в цепи ОС генератора на ОУ в определенные моменты времени разряжать, то можно получить генератор пилообразного напряжения.

Схема такого генератора показана на рис. 7.7 [61]. Полевой транзистор T_2 разряжает конденсатор C_2 в конце каждого периода развертки, когда с затвора T_2 электронным ключом T_1 снима-

ется запирающее положительное напряжение. Потенциометр изменяет размах и полярность выходного напряжения, регулируя тем самым линейные размеры растра.

Сочетая свойства интегратора и выходного каскада развертки, удается построить простые схемы разверток. Подобная схема генератора медленной развертки показана на рис. 7.8 [60]. Здесь МОУ — операционный усилитель с увеличенной выходной мощностью из рис. 7.6. Схема обеспечивает частоту повторения импульсов около единиц герц.

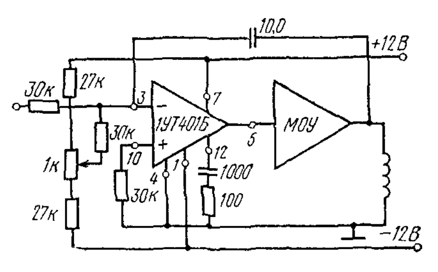


Рис. 7.8. Схема генератора медленной развертки

На рис. 7.9 показана схема генератора строчной развертки [60]. В этой схеме обратный ход происходит тогда, когда импульс обратного хода, пройдя через ключ *К* и усиливаясь в $ОУ_1$, поступает на вход $ОУ_2$.

Схемы генераторов развертки довольно просто позволяют вводить коррекцию геометрических размеров растра. Для этого необходимо подать на вход ОУ медленно меняющееся во времени напряжение. Этим способом можно корректировать искажения

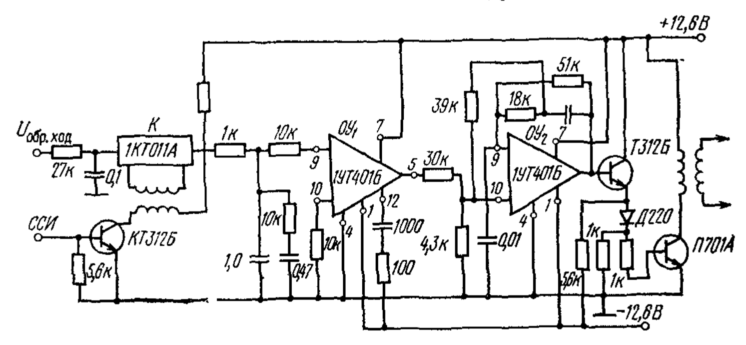


Рис. 7.9. Принципиальная схема генератора строчной развертки

типа *подушка, бочка, трапеция,* при этом медленно меняющимися напряжениями должны быть в необходимой полярности соответственно *парабола* или *пила* частоты кадров, или их комбинация.

Параболическое напряжение формируется на выходе интегратора (рис. 7.10) [61]. Постоянная времени задается сопротивлением *R* и емкостью *С*. Различные корректирующие напряжения складываются в сумматоре на ОУ.

На рис. 7.11 показана схема генератора кадровой развертки для передающей телевизионной камеры, работающей с фокусирующей отклоняющей системой ФОС-34 [61].

Данная схема может использоваться и для строчной развертки. При этом индуктивность отклоняющей катушки, равная в

случае кадровой развёртки 50 МГн и более, уменьшается до 1 МГн и менее, и соответственно с увеличением частоты изменяются R_2 и C_3. Проектирование генераторов телевизионных разверток на ОУ показывает, что такие схемы обладают целым рядом достоинств. Прежде всего — это стабильность величины и формы отклоняющего тока при колебаниях температуры и напряжения питания. При эксплуатации устройств с этими генераторами не требуется ручная подстройка. Возможность индивидуального подбора с помощью одного потенциометра величины и формы компенсирующих напряжений применительно к конкретному экземпляру отклоняющей системы позволяет удачно решить задачу совмещения растров в трехтрубочной цветной телевизионной камере. Важным достоинством показанных схем является простота, обусловленная, главным образом, отсутствием трансформаторов и центрирующих катушек отклоняющих систем.

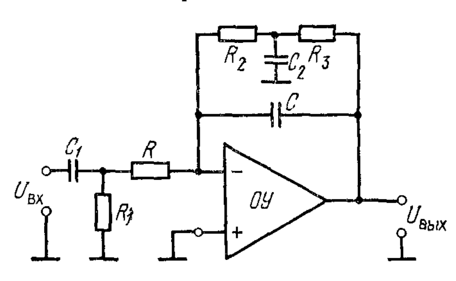


Рис. 7.10. Интегратор для формирования параболического напряжения

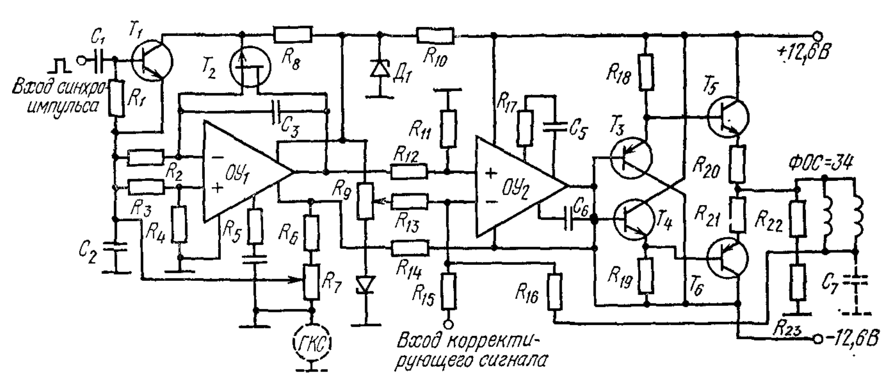


Рис. 7.11. Схема генератора кадровой развертки для передающей телевизионной камеры

Высокая точность преобразования в этих схемах позволяет применять их в телевизионных устройствах с координатной, построчной и следящей развертками.

7.3. Специализированные полупроводниковые ИС в телевизионных приемниках

Построение цветного телевизора на специализированных ИС. Современные цветные телевизоры проектируются только на специализированных полупроводниковых ИС, строятся по функцио-

нально-блочному принципу. При этом каждый блок (модуль) состоит из одной или нескольких ИС и необходимых дополнительных дискретных компонентов. В [62] показана структурная схема цветного телевизора с несколькими вариантами получения сигналов цветности и названия ИС, предложенных фирмой «Philips» в 1975 г.

Для этих функциональных блоков разработаны или разрабатываются отечественные ИС, некоторые из которых рассматриваются ниже. Отечественные ИС, предназначенные для выделения сигналов основных цветов (*R*, *J*, *B*), существенно отличаются от соответствующих ИС фирмы «Philips», что связано с отличием системы СЕКАМ, принятой в СССР, от системы *PAL*, принятой в ФРГ и Голландии.

Интегральные схемы, несвязанные с выделением сигналов основных цветов, разрабатываются общими как для цветных, так и для черно-белых телевизоров. Примерами таких общих ИС являются различные ИС усилителя низкой частоты; ИС усилителя промежуточной частоты звука с частотным детектором (К174УР1); ИС усилителя промежуточной частоты изображения с синхронным детектором, предварительным видеоусилителем и АРУ (К174УР2); ИС управления строчной разверткой (К174АФ1, К174АФ2 и К174АФ3); ИС управления кадровой разверткой (К174ГЛ1); ИС сенсорных переключателей. Специально для цветных телевизоров разработаны ИС матрицы *R*, *J*, *B* с электронным аттенюатором насыщения (К174АФ4); ИС усилителя яркостного сигнала с электронной регулировкой (К174УП1) и другие.

Эти ИС имеют более высокие электрические параметры, чем изменяемые ими узлы на дискретных компонентах. Очевидно и то, что если разработчики телевизионных устройств смогут с помощью набора универсальных ИС моделировать любые сложные ИС, качество телевизионной техники может быть существенно повышено. Например, в современных телевизорах система АРУ «следит» за вершинами синхроимпульсов, поэтому часто во время просмотра одной передачи несколько раз изменяется яркость из-за изменения амплитуды синхроимпульсов. Этот недостаток можно устранить, если система АРУ будет «следить» за уровнем черного, точнее, за разницей между уровнем черного и уровнем белого.

В этом случае стабилизируется соотношение между яркостным и цветовым сигналами и устраняются фоновые помехи. Несомненно, что эти и подобные задачи будут решены путем создания новых совершенных специализированных полупроводниковых ИС.

Специализированные ИС для УНЧ. Для применения в телевизионных приемниках разработана целая линейка специализированных полупроводниковых ИС УНЧ. Две из них К1УС744 и К174УН7, используемые в радиоприемниках, были рассмотрены в гл. 6.

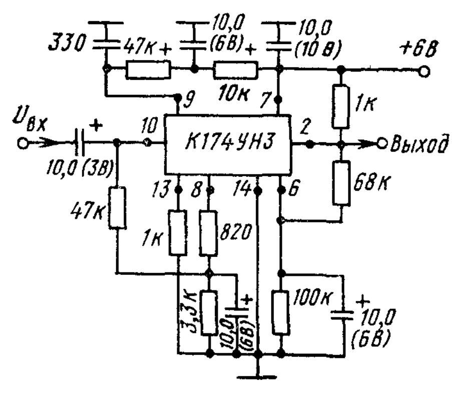


Рис. 7.12. Типовая схема включения ИС К174УН3

Кроме выше названных ИС, рассмотрим ИС типов К148УН1, К174УН3 и К174УН5.

Интегральная схема типа К174УН3 представляет собой предварительный усилитель с возможностью изменения глубины обратной связи и, следовательно, возможностью введения различных регулировок. В устройстве, собранном по схеме, приведенной на рис. 7.12, усилитель имеет следующие параметры:

Коэффициент усиления на частоте 1 кГц	Не менее 1400
Коэффициент гармоник при $U_{вых}$=0,58 В	Не более 1,2%
Ток потребления	Не более 6 мА
Напряжение шумов, приведенное ко входу	Не более 2 мкВ
Входное сопротивление	Не менее 10 кОм
Потребляемая мощность	Не более 0,036 Вт

Интегральная схема К148УН1 представляет собой усилитель мощности низкой частоты. Усилитель (рис. 7.13) имеет следующие параметры:

Номинальная выходная мощность	1 Вт
Коэффициент гармоник при номинальной выходной мощности на частоте 1000 Гц	Не более 2,5%
Коэффициент усиления	100—200
Ток покоя	Не более 25 мА
Входное сопротивление	Не менее 10 кОм

Более мощный усилитель низкой частоты можно выполнить на ИС типа К174УН5. В схеме на рис. 7.14 усилитель имеет следующие параметры:

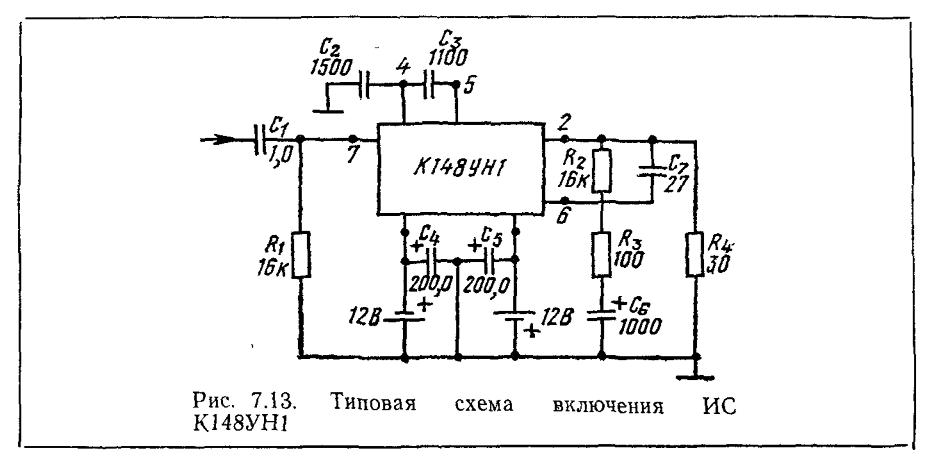


Рис. 7.13. Типовая схема включения ИС К148УН1

Номинальная выходная мощность при нагрузке 4 Ом .	2 Вт
Ток покоя	Не более 30 мА
Диапазон рабочих частот	30—20 000 Гц
Коэффициент усиления по напряжению	80—120
Коэффициент гармоник при номинальной выходной мощности	Не более 1%
Входное сопротивление	Не менее 10 кОм

В малогабаритных цветных телевизорах применяется также ИС К174УН8, обеспечивающая при питании 12 В на нагрузке 4 Ом максимальную мощность 2,5 Вт. Следует заметить, что броски тока, создаваемые этой ИС, могут влиять на качество изображения малогабаритного телевизора.

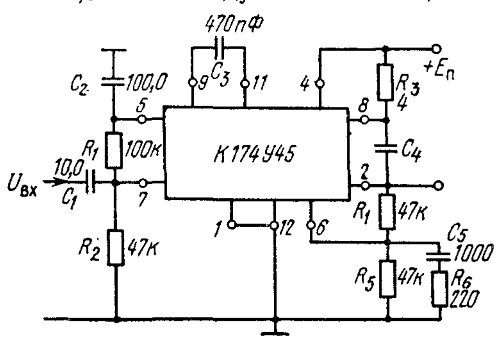


Рис. 7.14. Типовая схема включения ИС К174УН5

Специализированные ИС для трактов промежуточной частоты. Примером, иллюстрирующим использование особенностей полупроводниковых ИС, является ИС типа К174УР1, которая предназначена для построения усилителя промежуточной частоты звука, частотного детектора и предварительного УНЧ с возможностью регулировки усиления. Типовая схема включения ИС К174УР1 показана на рис. 7.15.

Схема ограничивает сигнал, начиная с входного напряжения 100 мкВ. При входном напряжении 10 мВ подавление амплитудной модуляции составляет 40 дБ. Крутизна частотного детектирования 6 мВ/кГц. Коэффициент гармоник не более 1,5%, причем это значение может быть снижено, если расширить полосу опорного контура L_1C_1, правда при этом снижается выходное напряжение.

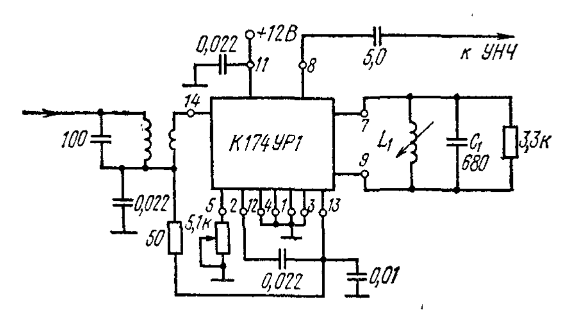


Рис. 7.15. Типовая схема включения ИС К174УР1

Модуль УПЧ звука, выполненный на ИС К174УР1, кроме конструктивных преимуществ, имеет и очевидные преимущества по электрическим параметрам перед модулями на дискретных ком-

понентах. К этим преимуществам относятся более высокое подавление АМ; более широкая полоса и лучшие линейные свойства; меньшее количество индуктивностей; отсутствие разбаланса и подстройки на максимум подавления АМ. Предполагается, что при модернизации в схему будет введен вход для видеомагнитофона, а также появится возможность использования в качестве входного и опорного контуров пьезокерамических фильтров.

По аналогичному принципу построена ИС К174УР2, предназначенная для усилителя промежуточной частоты изображения, синхронного детектора, предварительного видеоусилителя и цепи АРУ. Усилитель имеет чувствительность 300 мкВ при выходном напряжении 3 В.

Примеры построения ИС тракта цветовых сигналов. Модуль яркостного канала может быть построен на ИС К174УП1, представляющей собой усилитель яркостного сигнала с электронной регулировкой яркости, контрастности и насыщения (рис. 7.16).

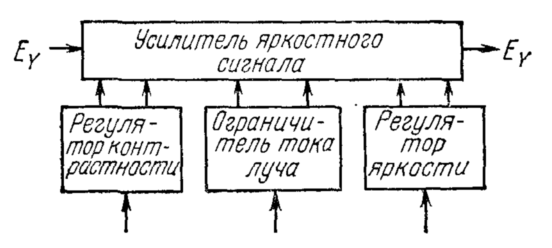


Рис. 7.16. Функциональная схема ИС К174УП1

Усилитель на этой ИС имеет коэффициент усиления не менее 2, потребляемый ток не более 36 мА, диапазон регулировки контрастности не менее 20 дБ, диапазон регулировки уровня черного в выходном сигнале от 0,3 до 3, ширину полосы пропускания не менее 6 МГц.

В качестве электронного коммутатора, усилителя ограничителя сигналов E_{R-Y} и E_{B-Y}, а также частотного детектора в тракте декодирования цветоразностных сигналов применяется ИС К174ХА1. Кроме того, эту ИС можно использовать для построения трактов прямого и задержанного сигналов. В этом случае электронные коммутаторы и частотные детекторы выполняют роль селекторов сигналов цветовой синхронизации. Для управления работой основного электронного коммутатора, отпирания и запирания каналов цветности, выделения сигналов цветовой синхронизации и их формирования могут применяться ИС серии К155. Построение тракта декодирования цветоразностных сигналов на ИС серий К174 и К155 позволяет не только улучшить электрические характеристики, но и сократить количество дискретных компонентов на 30—35 шт. по сравнению с аналогичным блоком на ИС серии К224.

Для формирования первичных сигналов E_R, E_B, E_J применяется ИС К174АФ4, функциональная схема которой показана на

рис. 7.17. С выхода ИС К174ХА1 непосредственно на вход подаются сигналы E_{R-Y} и E_{B-Y}. Интегральная микросхема формирует либо третий цветоразностный сигнал (E_{J-Y}), либо при подаче яркостного сигнала E_Y формирует сигналы E_R, E_B и E_J. Тракт

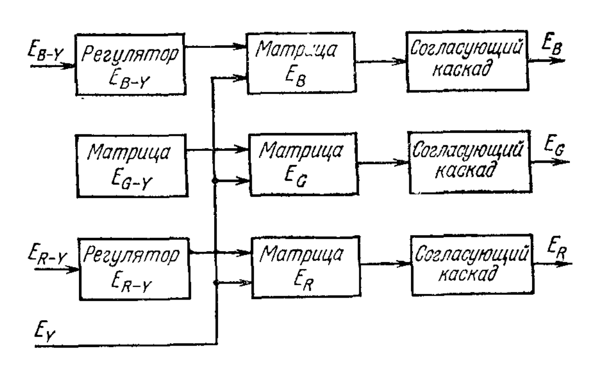


Рис. 7.17. Функциональная схема ИС К174АФ4

декодирования цветоразностных сигналов должен содержать каскады, позволяющие регулировать контрастность, насыщенность и яркость изображения, а также производить статический и динамический баланс трех каналов. Эти задачи успешно решаются при подключении к ИС К174АФ4 трех ИС К174УП1 по одной на каждый канал.

Опыт применения полупроводниковых ИС для построения современных цветных телевизоров доказывает возможность получения ряда преимуществ: уменьшения массы и габаритов; снижение трудоемкости производства; улучшение качества изображения и звука; ускорение проектирования.

Однако есть еще и нерешенные проблемы. Это в первую очередь большой потребляемый ток и большое число навесных элементов.

Несомненно, что участие разработчиков телевизионной аппаратуры в проектировании БИС приведет к появлению новых, совершенных интегральных схем, свободных от отмеченных недостатков.

Глава 8

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ В АППАРАТУРЕ ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ ЗВУКА

Наметившейся в последние годы тенденции к повышению качественных показателей бытовой звуковоспроизводящей аппаратуры способствовало внедрение ИС. Так, применение ОУ позволило получить простые схемы каскадов записи и воспроизведения, предназначенные для работы с различными датчиками и имеющие строго стандартизованные частотные характеристики.

С помощью универсальных ИС разработаны легко настраиваемые многополосные темброблоки. Применение ИС способствовало созданию различных си-

стем электронной стабилизации работы электродвигателя ЭПУ. С помощью ИС возможно проектирование различных преобразователей для систем Долби или других шумоподавителей. И, наконец, построение усилительных каскадов на ИС позволяет добиться высокой степени идентичности их характеристик в стереофонических и квадрафонических системах.

В этой главе рассматриваются примеры построения функциональных узлов электрофонов, бытовых магнитофонов и автономных усилителей на ИС. С развитием бытовой звуковоспроизводящей аппаратуры функции усилителя расширились. Теперь он обеспечивает не только многоканальное усиление сигнала, но и коммутацию различных источников программ, различного вида регулировки и индикацию.

Тем не менее следует отметить, что в самых высококачественных устройствах типа H_i-F_i или Super H_i-F_i интегральные схемы пока не используются, так как они не обеспечивают высоких требований по уровню шума.

8.1. Гибридные ИС для магнитофонов

Примером специализированных гибридных ИС для бытовых магнитофонов являются три ИС серии К237.

Для построения стабилизатора напряжения и генератора тока стирания и подмагничивания предназначена ИС К2ГС371. Она состоит из стабилизатора компенсационного типа на T_3—T_5 (рис. 8.1) и транзисторов T_1 и T_2, образующих с внешними индуктивными элементами схему генератора.

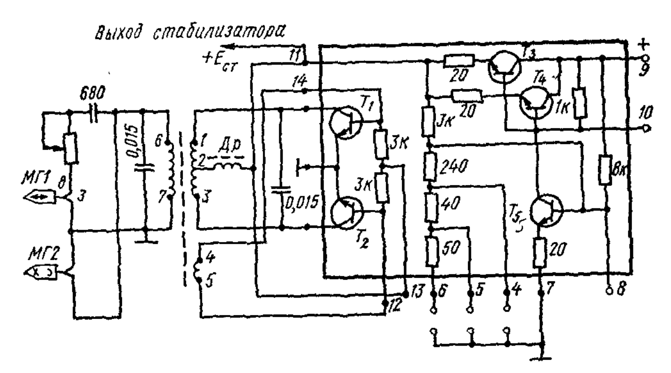


Рис. 8.1. Принципиальная схема и типовая схема включения ИС К2ГС371

Устройство, схема которого показана на рис. 8.1, предназначено для работы с магнитными головками УГ-9 (МГ-1), индуктивность которой 12 мГн, и СГ-9 (МГ-2) с индуктивностью 0,3 мГн. Трансформатор и дроссель могут быть выполнены на броневых сердечниках из материала 1500 НМ3 типов Б11 и Б9 соответственно с витками $W_{1=3}=28+28$ (диаметром 0,15), $W_{4=5}=16$ (диаметром 0,1), $W_{6=7}=60$ (диаметром 0,13) — у трансформатора и $W=100$ (диаметром 0,1) — у дросселя. Испытания макетов, собранных по схеме, приведенной на рис. 8.1, дали следующие результаты:

Частота генератора	55 кГц
Ток стирания	От 80 до 110 мА

Ток подмагничивания	От 0,7 до 1,5 мА
Максимальный ток нагрузки стабилизатора ($I_н$) . . .	25 мА
Потребляемый ток при $U_п$=9 В и $I_н$=25 мА . . .	От 29 до 33 мА

Для построения универсального усилителя записи — воспроизведения предназначена ИС К2УС373. Она представляет собой усилитель с непосредственным соединением транзисторов и глубокой комбинированной отрицательной обратной связью. Требуемая форма частотной характеристики в режимах записи и воспроизведения обеспечивается внешними элементами. Схема предназначена для работы с магнитной головкой, имеющей в режиме воспроизведения L=50 мГн и R_0=200 Ом.

Испытания макетов на ИС К2УС373 дали следующие результаты:

Режим воспроизведения

Выходное напряжение при $U_{вх}$=250 мкВ на частоте 400 Гц	0,35 В
Коэффициент гармоник при $U_{вых}$=0,35 В на частоте 400 Гц	0,25—0,6%
Уровень шума при $U_{вх}$=250 мкВ в полосе 30—11 000 Гц (за 0 дБ принято 0,35 В)	43—46 дБ

Режим записи

Выходное напряжение при $U_{вх1}$=150 мкВ или $U_{вх2}$==150 мВ или $U_{вх3}$=5 В	0,35 В
Коэффициент гармоник при $U_{вых}$=0,9 В на частоте 400 Гц	0,25—0,5%
Полоса эффективно воспроизводимых частот при неравномерности 3 дБ	От 60—10 000 Гц до 40—11 000 Гц
Уровень шума при $U_{вх1}$=150 мкВ в полосе 30—11 000 Гц (0 дБ=0,35 В)	От —43 до —50 дБ

Для построения совмещенного оконечного усилителя записи и усилителя с выпрямителем для индикатора уровня записи предназначена ИС К2ЖА373.

Требуемая форма частотной характеристики обеспечивается внешними элементами. Схема предназначена для работы с магнитной головкой УГ-9, имеющей L=12 мГн и R_0=50 Ом.

Испытания макетов на ИС К2ЖА373 дали следующие результаты:

Ток записи при $U_{вх}$=0,35 В на частоте 400 Гц . .	0,3 мА
Подъемы частотной характеристики в полосе 40—10 000 Гц относительно частоты 400 Гц	
нижних частот	7 дБ
верхних частот	20 дБ
Коэффициент гармоник тока записи при $I_з$=0,3 мА на частоте 400 Гц	Менее 1%

Описанные выше три ИС серии К237 нашли применение в переносных магнитолах, например «Ореанда».

8.2. Входные усилители на универсальных ИС

Каждый вход автономного усилителя должен обеспечить заданные величины чувствительности, входного сопротивления и, в некоторых случаях, коррекции частотной характеристики.

Основной усилительный тракт обычно начинается каскадом с высокоомным входом (входное сопротивление не менее 470 кОм, входная емкость не более 150 пФ и чувствительность 250^{-50} мВ), на который подается сигнал от пьезокерамического звукоснимателя. Кроме того, к этому входу подключаются предварительные каскады, соответствующие другим различным режимам работы. Как было показано в гл. 2, большое входное сопротивление может быть получено в масштабном усилителе на ОУ при подведении сигнала к неинвертирующему входу. Так, в схеме повторителя напряжения (рис. 8.2) входное сопротивление больше 0,5 МОм.

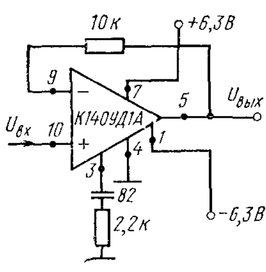


Рис 8.2 Повторитель напряжения

Недостатком усилителя является повышенный уровень шума (порядка десятков микровольт), так как источник сигнала высокоомный.

Кроме того, в схеме не обеспечивается стабилизация смещения нуля (см. гл. 3), однако этот недостаток не является существенным, так как уровень выходных сигналов во входном усилителе значительно меньше максимально возможного и поэтому смещение нуля не вызовет одностороннего ограничения. Если одновременно с требованием большого входного сопротивления выдвигается требование низкого уровня шума, то перед ОУ следует подключить повторитель напряжения, используя полевые транзисторы.

Для обеспечения усиления сигналов с микрофона в автономном усилителе включается микрофонный усилитель. В усилителе «Радиотехника-010-стерео» микрофонный усилитель каждого канала выполнен на ИС К153УД1А (рис. 8.3). Усилитель усиливает напряжение 1,8 мВ до 225 мВ, обеспечивая чувствительность с микрофонного входа $1{,}2^{+1{,}2}$ мВ при входном сопротивлении

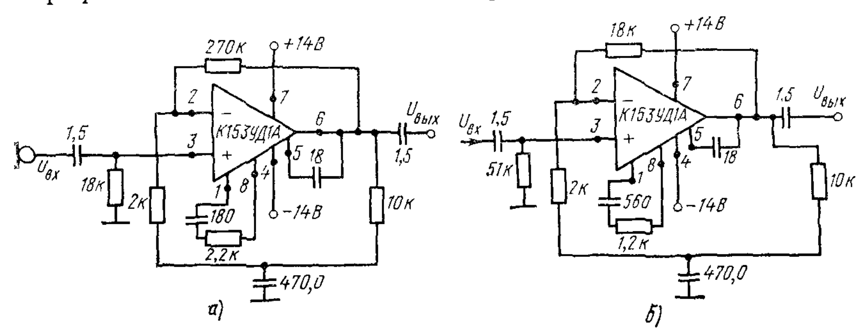


Рис. 8.3. Микрофонный усилитель *(а)* и входной усилитель для подключения электромузыкальных инструментов *(б)*

15 кОм. Усилитель на входе для подключения электромузыкальных инструментов (рис. 8.3б) отличается от микрофонного усилителя только значениями номиналов несколько элементов. Его чувствительность составляет 25^{-5} мВ, а входное сопротивление не менее 47 кОм.

Для подключения ЭПУ с магнитоэлектрическим звукоснимателем требуется предварительный усилитель с частотной характеристикой, являющейся зеркальным отображением частотной характеристики записи (см. публикацию 98 МЭК).

В усилителе «Радиотехника-010-стерео» предварительный усилитель с подобной частотной характеристикой реализован по схеме, показанной на рис. 8.4. Чувствительность по этому входу на частоте 1000 Гц равна 3^{+2} мВ, входное сопротивление $47 \pm 20\%$ кОм.

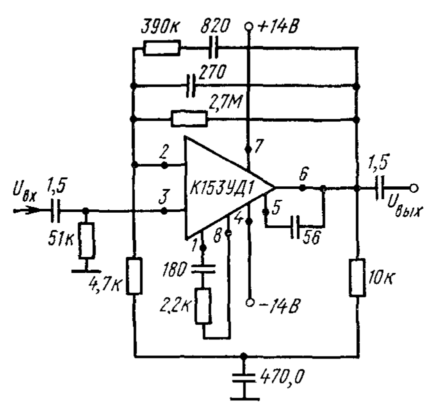


Рис. 8.4. Входной усилитель для подключения магнитоэлектрического звукоснимателя на ИС К153УД1

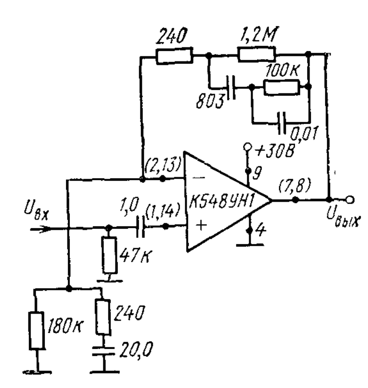


Рис. 8.5. Входной усилитель для подключения магнитоэлектрического звукоснимателя на ИС К548УН1 (К538УН1)

Применение ИС типа К153УД1 в усилителе высшего класса позволило достигнуть высоких параметров по коэффициенту нелинейных искажений и стабильности электрических характерис-

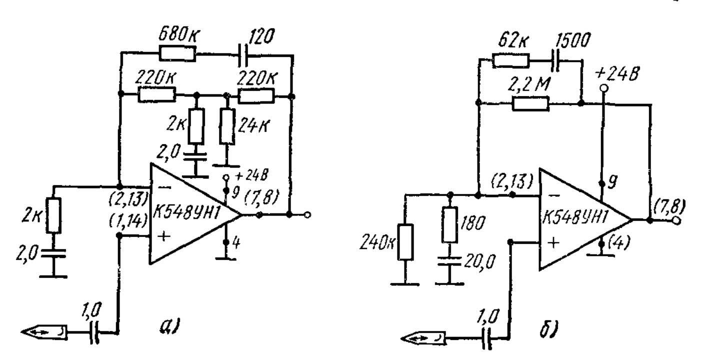


Рис. 8.6. Усилитель записи (а) и усилитель воспроизведения (б) на ИС К548УН1

тик. Получена высокая степень идентичности усилительных каскадов в обоих каналах стереофонического тракта. Однако более высокие параметры особенно по уровню шума могут быть получены на ИС типа К538УН1. Для применения в стереофонической аппаратуре эти ИС выпускаются в двухканальном исполнении (К548УН1). На рис. 8.5 показана схема предварительного усилителя для подключения магнитоэлектрического звукоснимателя на ИС К548УН1.

Операционный усилитель этого типа удобен для построения усилителя записи и воспроизведения со стандартизованными частотными характеристиками. Примеры таких усилителей показаны на рис. 8.6.

8.3. Регуляторы тембра на ОУ

Применение ИС в регуляторах тембра позволяет скомпенсировать потери в пассивных RC-цепях и обеспечить глубокую регулировку не только на спад, но и на подъем. На рис. 8.7 показана схема регулятора тембра усилителя «Радиотехника-020-стерео». Регулятор обеспечивает подъем и спад на частотах 63 и 1500 Гц не менее 12 дБ.

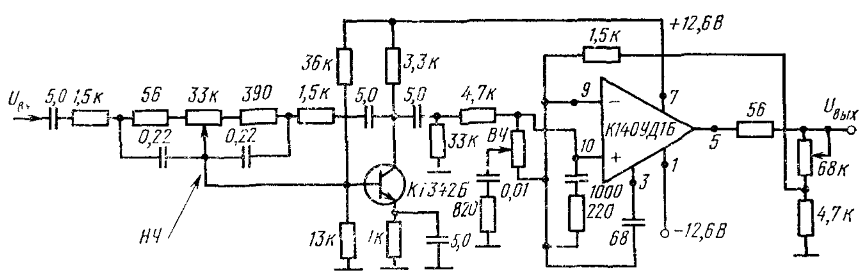


Рис. 8.7. Регулятор тембра нижних и верхних частот

В высококачественных звуковоспроизводящих устройствах в дополнение к регуляторам тембра устанавливают ограничительные фильтры высоких, а иногда и низких частот. При воспроизведении с носителей не очень высокого качества, например старой пластинки, ограничительные фильтры устраняют шумы в той части спектра, где сигнал отсутствует или находится на уровне шума. На рис. 8.8 показана схема ограничительного фильтра высоких частот 4-го порядка с аппроксимацией по Чебышеву при $\Delta H = 1$ дБ. С помощью переключателя могут быть установлены частоты среза 6, 3 и 2 кГц. Устройство практически сохраняет свои фильтрующие свойства при уменьшении напряжения питания до 6,4 В (+4,8 и —1,6). Максимальное выходное напряжение при питании ±12 В равно 1,3 В, при питании +4,8 и —1,6 В равно 0,5 В. Полученные данные свидетельствуют о возможности использовать этот фильтр в переносных приемниках. Следует заметить, что особенно эффективны ограничительные

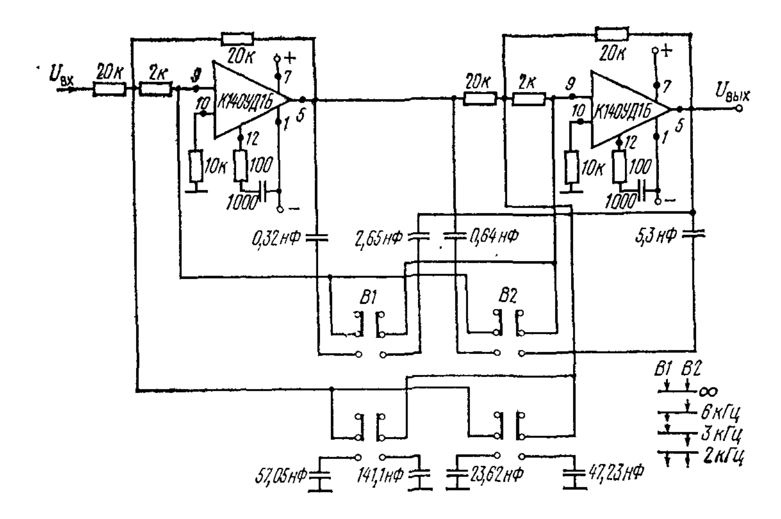


Рис. 8.8. Схема ограничительного фильтра нижних частот с частотами среза 6; 3 и 2 кГц

фильтры в схемах с синхронным детектором, где они фактически определяют селективность приемника.

Одним из способов формирования подъемов или спадов частотной характеристики является способ, основанный на возможности получения режекторных свойств за счет применения полосового фильтра. На рис. 8.9 приведена принципиальная схема трехполосного фильтра (темброблока). В схему введены три ин-

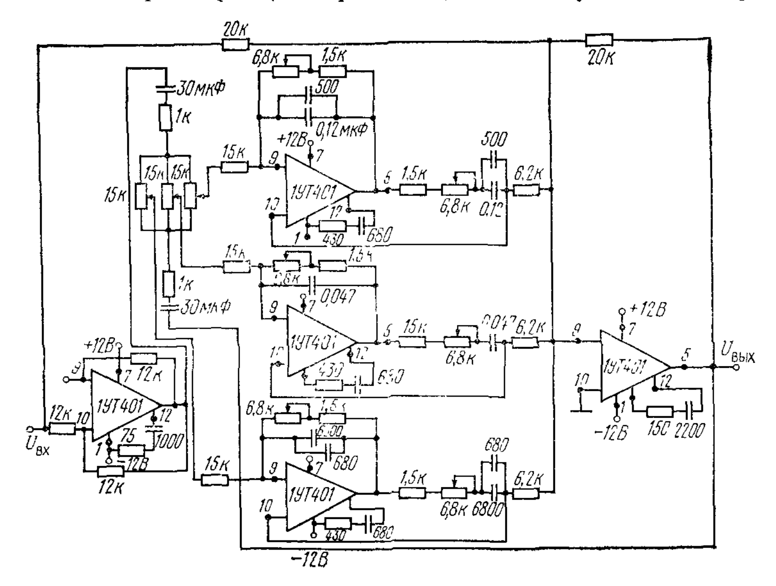


Рис. 8.9. Схема трехполосного темброблока

вертирующих полосовых фильтра, создающих подъем или спады в полосах 100—550 Гц, 450—2500 Гц и 2500—15 000 Гц.

Экспериментальная проверка схемы (см. рис. 8.9) показала, что устройство имеет коэффициент передачи +0,5 дБ, максимальное выходное напряжение (при $R_н = 10$ кОм) 2,5 В, коэффициент гармоник не более 0,9%, неравномерность частотной характеристики в среднем положении переменных резисторов не более ±1 дБ. Максимальные величины подъемов и спадов равны 10 дБ. Аналогично проектируется темброблок на пять полос пропускания, например, с резонансными частотами 40, 240, 1000, 5000 и 16 000 Гц.

Предполагается выпуск ИС К174УН10 — двухканальных регуляторов низких и высоких частот, построенных на четырех ОУ. Глубина регулировки ±15 дБ, полоса частот 40—15 000 Гц, коэффициент гармоник 0,2%.

8.4. Квадрафонические преобразователи

Квадрафонические системы подразделяются на три группы: псевдоквадрафонические системы, квазиквадрафонические системы и системы полной квадрафонии [63]. Максимальный эффект естественного объемного звучания позволяет получить система полной квадрафонии, когда на вход четырехканального усилителя поступают четыре независимых сигнала. В этом случае специфических вопросов применения ИС не возникает, тем не менее следует отметить, что построение каждого канала на универсальных ИС позволяет обеспечить максимально возможную идентичность электрических характеристик каналов.

В системах псевдоквадрафонии из двух поступающих сигналов (Л и П) образуется четыре разных сигнала, поступающих на соответствующие громкоговорители для создания «эффекта зала». Обычно дополнительными сигналами являются сигналы Л+П и Л—П, либо Л—П и П—Л, легко получаемые с помощью ОУ.

С 1973 г. получил распространение квазиквадрафонический способ записи и воспроизведения, предложенный совместно фирмами *CBS* и «*Sony*» и называемый матричным *SQ* [64, 65]. По этому способу на передающем конце, например, при записи на пластинку, из четырех каналов левый передний (Лп), правый передний (Пп), левый задний (Лз) и правый задний (Пз) формируются два сигнала Л и П, причем в сигналы Л и П включаются информация о Лз и Пз. На приемном конце из двух сигналов Л и П формируются четыре сигнала Л′п, П′п Л′з и П′з, которые хотя и не соответствуют в точности сигналам Лп, Пп, Лз и Пз, тем не менее в большинстве случаев довольно близки к ним. Структурная схема кодирующего устройства приведена на рис. 8.10*а*. Цифрами *1*, *2*, *3* и *4* обозначены фазовые фильтры, причем фильтры *2* и *3* отличаются тем, что фазовый сдвиг в них для любой частоты на 90° меньше фазового сдвига в фильтрах *1* и *4*. В

соответствии с рис. 8.10*а* сформированные в кодере сигналы Л и П соответствуют следующим равенствам:

$$\left.\begin{aligned} Л &= Лп - j\,0{,}7\,Лз + 0{,}7\,Пз, \\ П &= Пп + j\,0{,}7\,Пз - 0{,}7\,Лз. \end{aligned}\right\} \qquad (8.1)$$

Декодер построен по структурной схеме, показанной на рис. 8.10б. Фазовые фильтры *1*, *2*, *3*, и *4* такие же, как и на рис. 8.10*а*. Действие декодера описывается уравнениями:

$$\left.\begin{aligned} Л'п &= Л - (-j\,0{,}7\,Л), \\ Л'з &= -(j\,0{,}7\,Л) - 0{,}7П, \\ П'з &= 0{,}7\,Л - j\,0{,}7\,П, \\ П'п &= П. \end{aligned}\right\} \qquad (8.2)$$

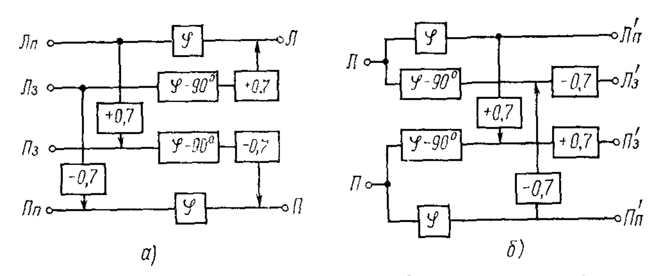


Рис. 8.10. Структурные схемы *SQ*-кодера *(а)* и *SQ*-декодера *(б)*

Как видно из (8.2), матричный *SQ*-способ переходит в псевдоквадрафонический способ, если на вход декодера подать стереофонические сигналы Л и П. Если же сигналы Л и П были предварительно закодированы в соответствии с (8.1), то на выходе декодера получим сигналы, соответствующие (8.3), если в (8.2) подставить (8.1):

$$\left.\begin{aligned} Л'п &= Лп - j\,0{,}7\,Лз + 0{,}7\,Пз, \\ Л'з &= Лз + j\,0{,}7\,Лп - 0{,}7\,Пз, \\ П'п &= Пп + j\,0{,}7\,Пз - 0{,}7\,Лз, \\ П'з &= Пз - j\,0{,}7\,Пп + 0{,}7\,Лз. \end{aligned}\right\} \qquad (8.3)$$

Дополнительные составляющие, отличающие сигналы Л'п, Л'з, П'п и П'з от Лп, Лз, Пп и Пз, приводят в некоторых случаях к специфическим искажениям, которые устраняются специальной логической схемой [65].

SQ-декодеры выпускаются либо в виде отдельных приставок, либо входят в состав высококачественных электрофонов, усилителей или тюнеров. На рис. 8.11 показана принципиальная схема *SQ*-декодера.

Фазовый фильтр *1* (см. рис. 8.10 *б*), построенный на T_7 и T_8, аналогичен фильтру *4* на T_1 и T_2. Фильтры *2* и *3*, фазовый сдвиг которых на 90° больше, чем в фильтрах *1* и *4*, построены соот-

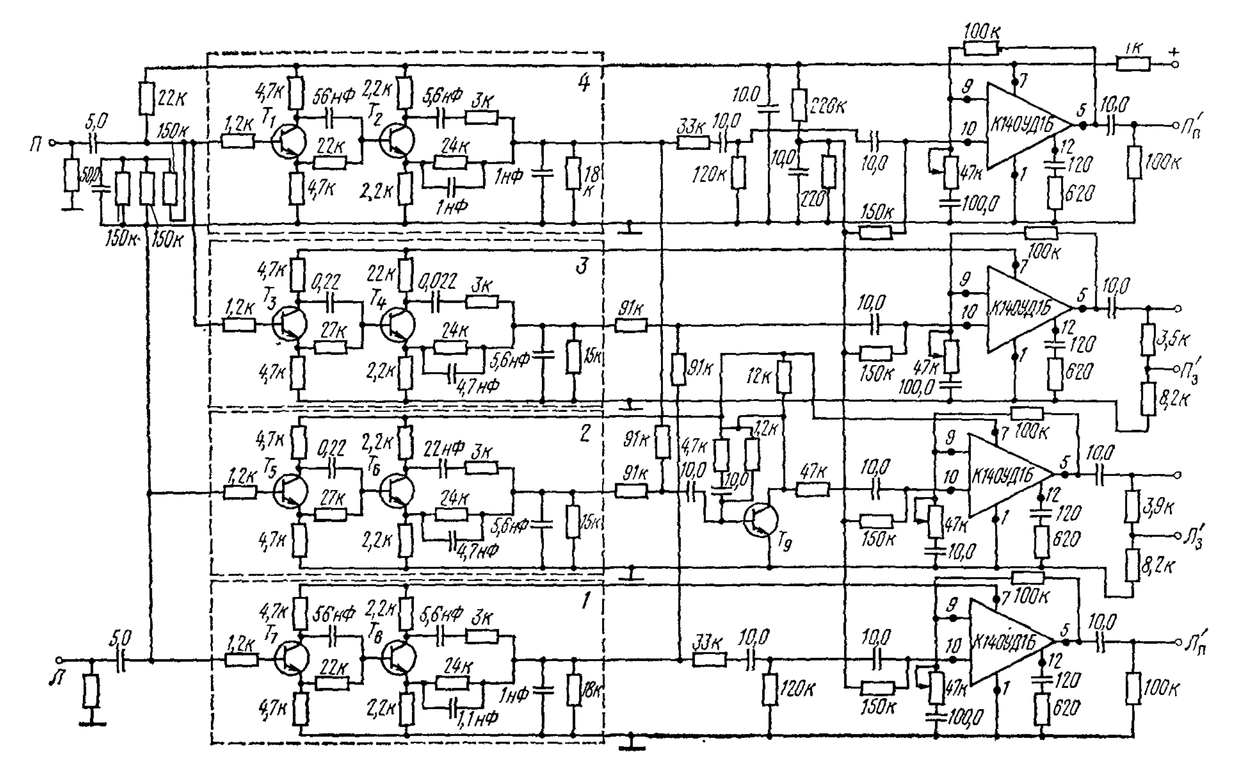


Рис. 8.11. Принципиальная схема *SQ*-декодера

ветственно на T_3, T_4 и T_5, T_6. Фильтры имеют полосу пропускания 20—20 000 Гц и затухание 10 дБ. Смещение сигналов происходит в соответствии со структурной схемой на рис. 8.10*б*.

Инвертирование сигнала в канале *Лз* осуществляется с помощью T_9. Сформированные сигналы поступают на буферные усилители, выполненные на ИС типа К140УД1Б. Эти усилители точно компенсируют потери сигнала, поэтому включение *SQ*-декодера при переходе со «стерео» на «квадро» не приводит к изменению громкости.

Имеются *SQ*-декодеры в виде гибридных ИС, например, ИС фирмы Motorola MC1312P и MC1313P. Выполнение *SQ*-декодеров в виде ИС позволяет обеспечить высокую степень идентичности фазовых фильтров.

8.5. Электронные схемы управления двигателем ЭПУ

Разработка электронных систем управления двигателем электропроигрывающего устройства (ЭПУ) обусловлена стремлением достичь стабильности электромеханических параметров во времени. Впоследствии выяснилось, что использование сквозной отрицательной обратной связи, охватывающей в том числе диск, позволяет создать ЭПУ, превосходящие по основным параметрам ЭПУ с механическими узлами [66].

Большое распространение получили ЭПУ, в которых колебания генератора, усиленные до мощности 6—8 Вт, поступают на тихоходный синхронный конденсаторный двигатель. Двигатель связан с диском с помощью пассика. Переключение скорости осуществляется изменением элементов *RC*-цепи генератора. Кроме того, возможна подстройка скорости с помощью переменного резистора в пределах ±2%. Обычно в этих ЭПУ частоте вращения 45 об/мин соответствуют частота вращения двигателя 375 об/мин и частота генератора 50 Гц; для частоты вращения 33 1/3 об/мин соответствующие значения равны 278 об/мин и 37 Гц. По этому принципу выполнены ЭПУ отечественных электрофонов «Электроника Б1-01» и «Феникс», в которых достигнута стабильность приводного механизма двигателя при изменении механической нагрузки и напряжения питания сети на ±10%, не превышающая 0,12%, а уровень помех от механических вибраций 60 дБ. Эти показатели получены при выполнении *RC*-генератора на дискретных компонентах. Применение ОУ или ИС компараторов может несколько повысить стабильность. Однако более значительное улучшение качественных показателей ЭПУ можно достичь, используя ИС в системах с глубокой отрицательной обратной связью.

Структурная схема одного из таких ЭПУ приведена на рис. 8.12. Здесь диск *1* ЭПУ закреплен непосредственно на валу тихоходного двигателя постоянного тока *2*. В диске размещены 90 пар полюсов *3* тахогенератора, с обмотки *4* которого снимается напряжение обратной связи. Это переменное напряжение усиливается в усилителе *5*, ограничивается в ограничителе *6* и поступает на фильтр нижних частот *7*, настроенный таким образом,

что частота тахогенератора соответствует точке на скате частотной характеристики. После ФНЧ напряжение выпрямляется в выпрямителе 8 и поступает на усилитель 9 в качестве регулирующего сигнала. Выход усилителя постоянного тока 9 включен к

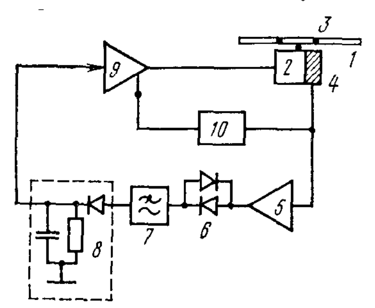


Рис. 8.12. Структурная схема ЭПУ с электронным управлением синхронного двигателя:

1 — диск, *2* — двигатель, *3* — полюса магнитов, *4* — обмотка тахогенератора, *5* — усилитель, *6* — ограничитель, *7* — ФНЧ; *8* — выпрямитель, *10* — ключевая схема

двигателю 2 в качестве источника питания. Изменение частоты вращения диска вызывает изменение частоты тахогенератора. Благодаря цепи обратной связи, напряжение на выходе усилителя изменяется таким образом, что скорость вращения диска принимает прежнее значение. Для переключения или плавного изменения частоты вращения диска достаточно изменить настройку ФНЧ 7. Требуемый пусковой момент двигателя обеспечивается тем, что усилитель в первый момент развивает большую мощность, затем напряжение тахогенератора, пройдя через ключевую схему *10*, уменьшает выходную мощность усилителя до уровня, требуемого для обеспечения рабочего вращающего момента двигателя. В экспериментальном макете такого ЭПУ достигнуты коэффициент детонации 0,03% и уровень механических вибраций 60 дБ.

Электронная схема управления двигателем, использующая датчики ЭДС Холла, приведена в [67].

Датчики ЭДС Холла расположены под диском двигателя. В диске размещены постоянные магниты таким образом, что мимо датчиков проходят разные полюса магнитов. На зажимах датчиков ЭДС Холла возникают потенциалы тогда, когда его пересекают силовые линии в горизонтальной плоскости, т. е. разнополярные полюса располагаются по обе стороны от датчика. При любом положении диска один из транзисторов открыт и, следовательно, одна из обмоток участвует во вращении двигателя. Остальные три обмотки являются датчиками цепи обратной связи. Основным фактором, определяющим стабильность вращения, является известная способность ОУ с обратной связью поддерживать потенциалы инвертирующего и неинвертирующего входов примерно одинаковыми. По данным [67] колебание угловой скорости в описываемом ЭПУ составляет 0,03%.

Примеры этого раздела показывают, что путем введения глубокой отрицательной обратной связи и использования электронных методов регулирования можно добиться высоких электрических показателей в электромеханических устройствах.

Глава 9

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ В РАДИОИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЕ

Измерительная аппаратура является наиболее высококачественной аппаратурой в технике связи. Действительно, измерительные приборы должны иметь значения параметров более высокие, чем значения измеряемых параметров. Эталоны частоты и времени, высококачественные генераторы, измерители напряженности поля, высокочастотные микровольтметры, измерительные микрофоны — все эти и многие другие измерительные приборы часто имеют предельно достижимые электрические параметры. Поэтому внедрение ИС в измерительную аппаратуру свидетельствует о том, что главное преимущество применения ИС — это возможность улучшения технических характеристик устройств.

Как и в предыдущих главах рассмотрим отдельные вопросы проектирования на примерах устройств, в которых использованы ИС наиболее удачно и наглядно. Одним из примеров такого устройства является магнитометр — прибор для измерения постоянной составляющей магнитного поля. Структурная схема современного магнитометра показана на рис. 9.1 [68].

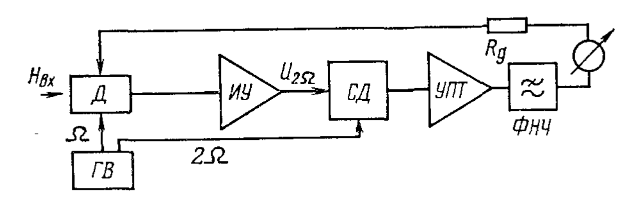


Рис. 9.1. Структурная схема магнитометра

Остановимся более подробно на функциональной схеме такого прибора. Датчик *Д* (феррозонд второй гармоники) находится под воздействием переменного магнитного поля возбуждения от генератора возбуждения *ГВ* и измеряемого постоянного или инфранизкочастотного магнитного поля $H_{вх}$. Из спектра ЭДС на выходе датчика с помощью избирательного усилителя ИУ выделяется и усиливается сигнал второй гармоники. Последний выпрямляется синхронным детектором СД, опорным напряжением для которого является напряжение удвоенной частоты, поступающее от генератора (удвоителя УД) *ГВ*.

Постоянная составляющая выходного сигнала после синхронного детектора через фильтр низкой частоты ФНЧ поступает в цепь отрицательной обратной связи ООС, в которую последовательно включены индикатор тока и резистор $R_д$. Ток в цепи обратной связи создает в датчике поле компенсации с напряженностью $H_{о.с}$, направленное навстречу $H_{вх}$, при этом показания индикатора пропорциональны измеряемому магнитному полю. Глубокая отрицательная обратная связь, охватывающая все узлы прибора, обеспечивает высокую точность, независимость показаний от изменения параметров элементов и широкий динамический диапазон. Достигнутые электрические показания каждого узла обеспечиваются использованием в них универсальных ИС [69].

В качестве примера другого измерительного прибора приведем структурную схему устройства для интегрального контроля качества радиоприемников [57]. Прибор предназначен для измерения одного параметра — коэффициента суммарных искажений вместо 10—15 основных параметров приемника, в число которых входят уровень шума, селективность по соседнему и другим каналам приема, коэффициент гармоник, неравномерность частотной характеристики, уровень фона. На рис. 9.2 показана структурная схема прибора. Низкочастотный модулирующий полезный сигнал формируется звуковыми генераторами *1*, суммируется в *2* и подается на генератор высокой частоты полезного сигнала *3*. Низкочастотный модулирующий сигнал помехи формируется звуковыми генераторами *4* и подается к генераторам высокой частоты *5*, настроенным на ча-

стоты мешающих каналов приема. Блоки *1—5* образуют таким образом генераторную часть устройства.

Измерительную часть устройства составляют выпрямители *6*, на которые подаются напряжения со звуковых генераторов *1*, и выпрямители *8*, на которые подаются напряжения тех же частот, но выбранные из выходного напряжения приемника с помощью фильтров *7*. В квадраторах *9* образуется напряжение,

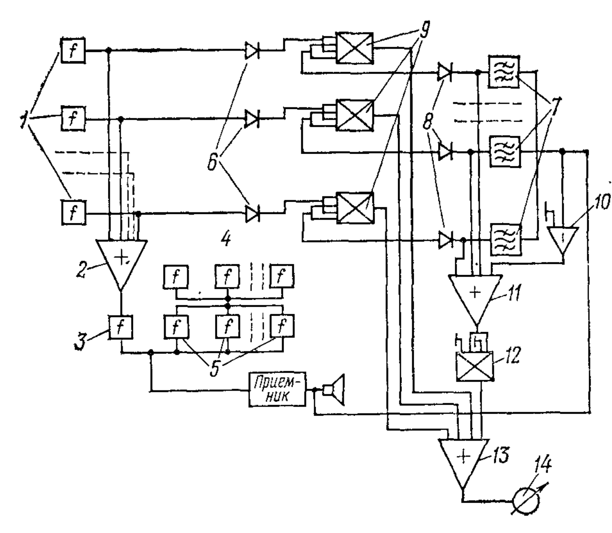


Рис. 9.2. Структурная схема устройства для интегрального контроля качества радиоприемников:

1 — генераторы низкой частоты полезного сигнала, *2* — сумматор, *3* — генератор высокой частоты полезного сигнала, *4* — генераторы низкой частоты помехи, *5* — генераторы высокой частоты помехи, *6* — выпрямители тест-сигнала, *7* — полосовые фильтры, *8* — выпрямители полезных сигналов выходного напряжения, *9* — квадраторы, *10* — инвертор, *11* — сумматор, *12* — квадратор, *13* — измерительный прибор

пропорциональное квадрату разности выпрямленных в выпрямителях *6* и *8* напряжений одних и тех же частот. Сумма напряжений, действующих на выходах квадраторов, обусловлена искажениями частотной характеристики. В сумматоре *11* складываются выходное напряжение приемника, инвертированное в фильтрах *10*, и неинвертированные напряжения составляющих частот модуляции полезного сигнала. Фактически в сумматоре *11* происходит компенсация составляющих полезного сигнала в суммарном выходном сигнале. На выходе квадратора *12*, подключенного к сумматору *11*, будет действовать напряжение, обусловленное действием шумов, нелинейными искажениями, проникновением частот мешающих сигналов и других помех. Сигналы с выходов всех квадраторов суммируются в сумматоре *13*, к которому подключен стрелочный прибор *14*. Показания прибора соответствуют суммарным искажениям сигнала в испытуемом приемнике.

Рассмотрим также структурную схему прибора для оценки нелинейных и шумовых свойств радиоприемных устройств, разработанного под руководством Б. М. Богдановича. Прибор измеряет коэффициент перекрестных искажений, коэффициент блокирования и соотношение сигнал/шум. Схему прибора можно разбить на четыре канала.

Общим для всех измерений является канал управления, схема которого показана на рис. 9.3*а*. На вход канала управления подается сигнал с выхода измеряемого приемника, содержащий либо полезную составляющую с частотой 1000 Гц, либо мешающую составляющую с частотой 400 Гц, либо составляющие шумов. Канал управления создает строго определенное напряжение полезного сигнала при изменении входного сигнала в широких пределах, что позволяет, подавая на индикатор измерительных каналов продукты помехи, отградуировать шкалу индикатора в величинах, соответствующих отношению помехи к сигналу.

В канале управления входное напряжение после повторителя поступает на регулируемый усилитель, затем через другой повторитель на полосовой фильтр с резонансной частотой 1000 Гц, детектор и усилитель постоянного тока, выходное напряжение которого управляет усилением регулируемого усилителя. По-

строение канала управления напоминает построение магнитометра. Как и в магнитометре, отрицательная обратная связь охватывает почти весь канал, обеспечивая необходимую точность и стабильность. При изменении входного сигнала на 20 дБ напряжение, подаваемое в каналы измерения U, изменяется менее чем на 1,5%. На вход канала измерения перекрестных искажений подает-

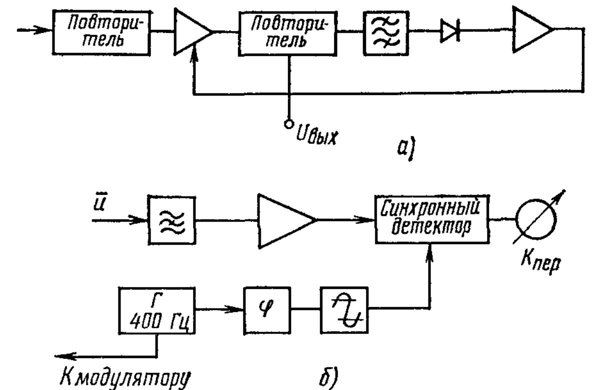


Рис. 9.3. Структурная схема прибора для оценки нелинейных и шумовых свойств радиоприемных устройств:
а — канал управления,
б — канал измерения перекрестных искажений

ся сигнал U из канала управления. В режекторном фильтре (рис. 9.3*б*) подавляются составляющие полезного сигнала с частотой 1000 Гц, оставшиеся составляющие усиливаются в масштабном усилителе и подаются на синхронный детектор.

Управляющее синхронным детектором напряжение подается с генератора частоты 400 Гц. Напряжение с этого же генератора модулирует помеху, вызывающую измеряемые перекрестные искажения. Пройдя через фазовращатель и ограничитель, управляющее напряжение поступает на синхронный детектор. На выходе синхронного детектора включен индикатор, отградуированный в единицах коэффициента перекрестных искажений. Аналогично построены канал измерения соотношения сигнал/шум и канал измерения коэффициента блокирования.

Функциональные узлы, входящие в схемы рассматриваемых измерительных приборов, не охватывают всех возможных случаев применения ИС в измерительной аппаратуре, тем не менее описанные ниже примеры должны показать общий характер усовершенствований при использовании ИС.

Как и в предыдущих главах, для некоторых функциональных узлов либо приводятся и другие возможные решения, либо обсуждаются пути дальнейшего улучшения схемы.

9.1. Генераторы

Генераторы прямоугольных импульсов. Для питания обмоток возбуждения магнитометра феррозонда может использоваться напряжение в виде прямоугольных импульсов со скважностью 0,5. Простые генераторы прямоугольной формы легко реализуются на одном ОУ (см. гл. 2). На рис. 9.4 показана улучшенная схема мультивибратора [3], в которой возможна регулировка симметрии колебаний. В этой схеме резисторы в цепи обратной связи заменены регулируемыми источниками тока. Тем не менее для магнитометра схема, приведенная на рис. 9.4, не подходит, так как современные ОУ не могут обеспечить требуемой мощности. Кроме того, необходимо, чтобы в схеме генератора был дополнительный выход с напряжением удвоенной частоты. Это на-

пряжение подается в качестве опорного в синхронный детектор. Напомним, что полезный сигнал в магнитометре имеет частоту, равную удвоенному значению частоты генератора.

Схема генератора, отвечающего этим требованиям, показана на рис. 9.5. В схеме использована ИС типа 2НТ171, представляющая собой сборку из четырех транзисторов. Иногда схему на

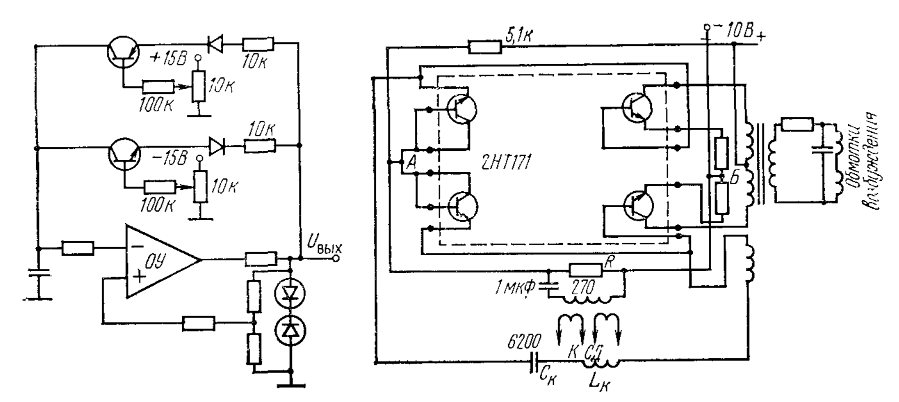


Рис. 9.4. Мультивибратор с регулировкой симметрии

Рис. 9.5. Схема генератора магнитометра

рис. 9.5 называют магнитным мультивибратором или генератором Роэра со стабилизацией частоты. Прямоугольная форма колебаний в устройстве обеспечивается переходом индукции обмоток возбуждения в режим насыщения, когда их индуктивность резко падает. Затем процесс повторяется, но в другой полярности. В цепь положительной обратной связи включен последовательный контур $L_кC_к$, настроенный на частоту 20 кГц. В диагонали АБ моста, образованного транзисторами, протекают обе полуволны в одном направлении, что позволяет снять с сопротивления R_2 напряжение для питания синхронного детектора с частотой 40 кГц. Отличительной особенностью схемы на рис. 9.5 является высокий КПД и простота схемного решения, недостатком — большое количество индуктивных элементов.

В настоящее время схема генератора прямоугольных импульсов с дополнительным выходом удвоенной частоты может быть выполнена на компараторе или ОУ, например, по схеме, приведенной на рис. 9.4 с включением перемножителя в виде квадратора. Перемножитель типа К140МА1 имеет дифференциальный выход, что обеспечивает хорошее сопряжение с входами для опорного напряжения синхронного детектора. Принципиальная схема мультивибратора на частоту 20 кГц [70] с использованием ИС К153УД1 показана на рис. 9.6. Переключением конденсатора C_1 можно изменять частоту следования импульсов.

В приборе для измерения нелинейных и шумовых свойств радиоприемных устройств используется генератор синусоидального напряжения на частоту 400 Гц, выполненный на дискретных

транзисторах. Импульсы прямоугольной формы, необходимые для работы синхронного детектора, формируются в ограничителе, выполненнсм на ИС К140УД1.

Генераторы синусоидального напряжения. Основным требованием к генераторам синусоидального напряжения измерительных

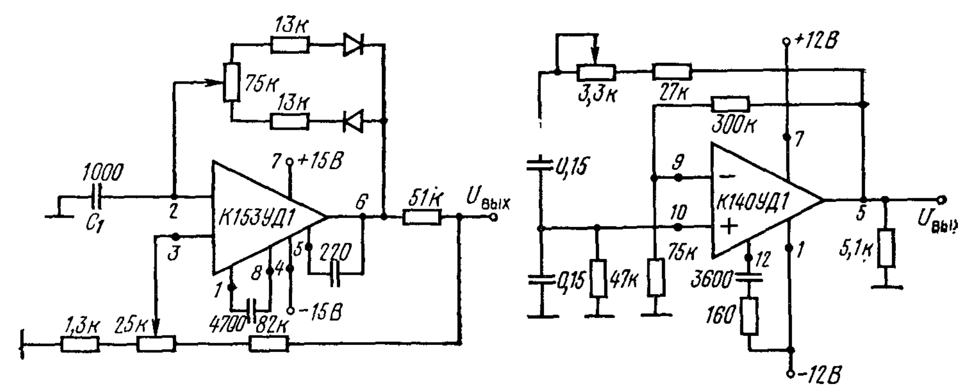


Рис. 9.6. Мультивибратор на ОУ К153УД1

Рис. 9.7. Генератор синусоидального напряжения на частоту 20 Гц

устройств является стабильность выходного напряжения и малый уровень гармонических составляющих.

Обычно генераторы на ОУ проектируются по мостовой схеме (см. гл. 2). На рис. 9.7 показана схема генератора на ОУ К140УД1 с мостом Вина на частоту 20 Гц. Однако эта схема не отличается достаточно высокой стабильностью. Для улучшения работы генератора в цепь обратной связи включается нелинейный элемент, стабилизирующий выходное напряжение. Пример такой схемы показан в [71].

Для стабилизации работы генератора может применяться детекторная цепь, выходное напряжение которой используется для изменения сопротивления в цепи обратной связи.

Пример такого генератора показан в [72]. В этой схеме детектор управляет режимом работы полевого транзистора, используемого в качестве переменного резистора. Схема обеспечивает синусоидальное напряжение на частоте 1460 Гц с неизменной амплитудой 10 В на нагрузке 500 Ом при изменении питающего напряжения от 8 до 18 В. При изменении температуры от +10 до —60° С уход частоты составляет 1,5% и нестабильность амплитуды 6%. Уровень второй гармоники составляет 25 дБ.

Для устройства интегрального контроля приемников была выбрана схема генератора, включающая усилитель стабилизирующую схему и диодный мост для регулирования усиления генератора [3]. На рис. 9.8 показана принципиальная схема генератора тест-сигнала на частоты от 125 до 8000 Гц.

Генератор построен на ОУ К140УД1. Непосредственно генераторная часть построена на $ОУ_1$ по схеме с мостом Вина. Далее

следует усилитель на $ОУ_2$ и комплементарной паре транзисторов. Выходной сигнал подается на детектор на $ОУ_4$ и на интегратор $ОУ_5$. Когда напряжение на входе $ОУ_5$ превысит опорное напряжение на регуляторе выхода, конденсатор начнет заряжаться,

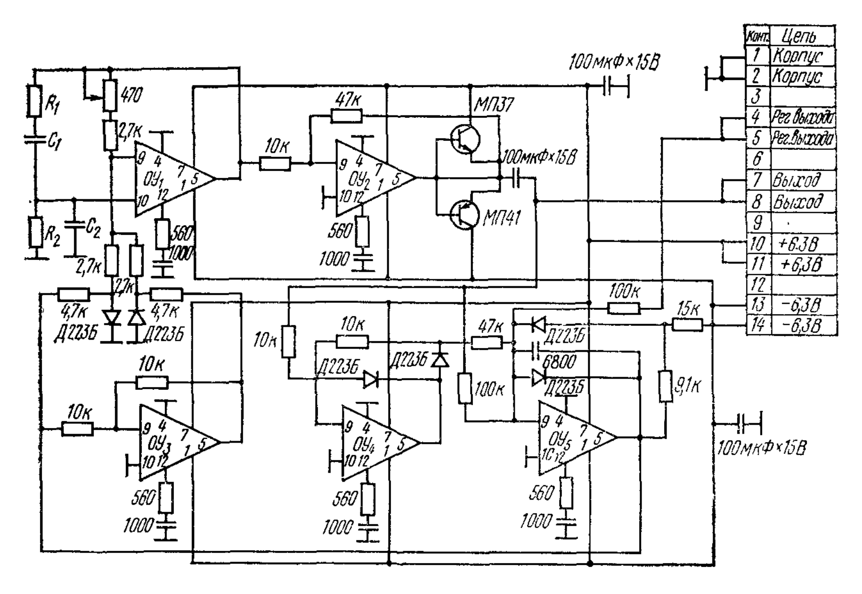


Рис. 9.8. Схема генераторов тест-сигнала

появится дополнительное напряжение, действующее в цепи $ОУ_3$, и изменится регулирующее сопротивление диодного моста. В результате этого увеличивается глубина отрицательной обратной связи и амплитуда генерируемых колебаний уменьшается. Увеличивая емкость интегрирующего конденсатора в $ОУ_5$, можно уменьшить искажения, однако при этом схема будет медленнее реагировать на возмущающие действия. Схемы генераторов на различные частоты отличаются только значениями параметров элементов моста Вина (табл. 9.1). В макете, результаты измерения параметров которого приводятся ниже, использовались в качестве R_1 и R_2 резисторы типа УЛИ-0,125 с отклонением по номиналу $\pm 2\%$, а в качестве C_1 и C_2 — конденсаторы К71-6б-250 с отклоне-

Таблица 9.1

f, кГц	125	188	314	472	594	890	1000	1123	1690	2380	4240	4750	8000
C_1 и C_2, пФ	12752	13800	13893	12040	9337	10285	9829	8743	6870	5814	4448	3970	3225
R_1 и R_2, кОм	100	64,2	30,5	28	28	17,4	16,2	16,2	13,7	11,5	8,45	8,45	6,19

нием по номиналу $\pm1\%$. Схема на рис. 9.8 обеспечивает устойчивую работу в диапазоне выходных напряжений от 0,1 до 2 В при коэффициенте гармоник от 0,1 до 0,18%. Уход частоты за девять часов непрерывной работы составил на частотах 1690, 4750 и 8000 Гц соответственно 1, 4 и 14 Гц.

9.2. Синхронные детекторы и квадраторы

Как известно [15], синхронный детектор используется не только для выпрямления сигнала, но и для получения дополнительной селекции. В синхронном детекторе приемника сигналов АМ или ОБП используется его свойство подавлять составляющие с частотами, отличающимися от частоты опорного напряжения на величину, равную полосе пропускания ФНЧ, стоящего за детектором.

В отличие от этих схем, в схеме магнитометра используется свойство подавлять некоторые составляющие с частотами, кратными опорному напряжению, либо с частотой, равной опорному напряжению, но сдвинутой по фазе на 90° (квадратурной составляющей).

Таким образом, во всех случаях отличительной особенностью синхронного детектора является его свойство осуществлять селекцию по отношению к частоте опорного сигнала, поэтому если частоты измеряемого и опорного сигналов будут жестко связанными (как это имеет место в наших случаях), то селективные свойства не будут зависеть от нестабильности местного генератора.

Наиболее просто синхронный детектор реализуется при использовании перемножителя (см. гл. 2), однако в случае магнитометра выходным сигналом является постоянный ток, а опорное напряжение имеет форму прямоугольных импульсов, поэтому схема синхронного детектора может быть выполнена на ИС ключей типа 1КТ011, как показано на рис. 9.9. В отличие от схемы на перемножителе, схема на ключах не требует балансировки источника питания *RC*-цепь в данном случае используется для интегрирования прошедших через ключи сигналов.

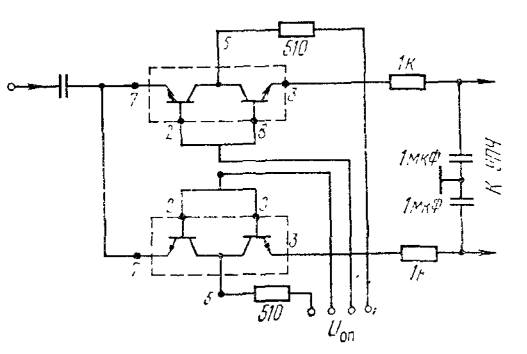


Рис. 9.9. Синхронный детектор на ИС ключей

Максимальный ток коммутации для ключей 1КТ011 составляет 10 мА. Так как коэффициент усиления по току (β_i) в режиме насыщения транзисторов ключа равен 2—3, то ток в цепи управления должен быть равным 3 мА, или при $R_1=R_2=510$ Ом, на-

пряжение управления — 1,5 В. Учитывая, что за синхронным детектором следует усилитель постоянного тока на ОУ, в котором легко реализовать ФНЧ с большой постоянной времени, на выходе синхронного детектора можно ограничиться RC-цепью с $R=$ $=1$ кОм и $C=1$ мкФ, т. е. $\tau=1$ мс.

Синхронный детектор в приборе для оценки нелинейных свойств радиоприемных устройств выполнен на ИС перемножителя К140МА1 (см. рис. 9.10). На вход *9* подается усиленный сигнал, в котором подавлены составляющие полезного сигнала

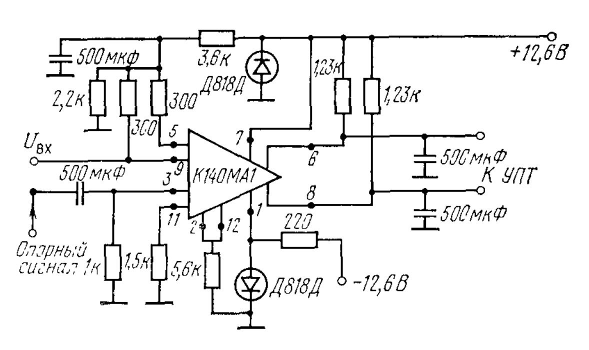


Рис. 9.10. Синхронный детектор на ИС К140МА1

(1000 Гц) и присутствуют составляющие перекрестных искажений (400 Гц). На вход *3* подается опорный сигнал прямоугольной формы с частотой 400 Гц. Это напряжение получено путем ограничения сигнала генератора, являющегося источником модуляции перекрестной помехи. Опорное напряжение предварительно сдвигают по фазе для того, чтобы сделать его синфазным с составляющими перекрестной помехи, прошедшими через избирательные цепи приемника и измерительного устройства.

Этот пример показывает, что универсальные ИС позволяют довольно просто проектировать узлы, которые до появления ИС считались достаточно сложными и трудными в настройке. При этом достигаются высокие электрические параметры. В данном случае это относится к селективным свойствам схемы, которые определяются RC-цепями в нагрузке (1,23 кОм и 500 мкФ), что эквивалентно прохождению входного сигнала (400 Гц) через контур с полосой пропускания, равной долям герц.

Во многих измерительных системах различные продукты искажений суммируются по квадратичному закону. Именно так определяются коэффициент гармоник и коэффициент интермодуляционных искажений [57]. По этому же закону суммируются продукты искажений в устройстве для интегрального контроля радиоприемников. Для этого в структурную схему устройства вводятся квадраторы, преобразующие сигналы $U_1 \cos \Omega t$ и $U_2 \cos \Omega t$ в сигнал, пропорциональный $(U_1 - U_2)^2$. Для реализации этой функции необходимо продетектировать оба сигнала, опреде-

лить их разность и возвести ее в квадрат. Возведение в квадрат с одновременным вычитанием проще всего осуществлять с помощью квадратора, например ИС К140МА1, соединив друг с другом оба дифференциальных входа. Тем не менее в описываемом устройстве не удалось применить эту ИС из-за ее малого динамического диапазона.

Приемлемые результаты позволила получить схема квадратора на рис. 9.11, где на ОУ$_1$ и ОУ$_2$ выполнены детекторы, на ОУ$_3$— схема вычитания, на ОУ$_4$ — усилитель-ограничитель. Для возведения в квадрат используется термопреобразователь ТВБ-4.

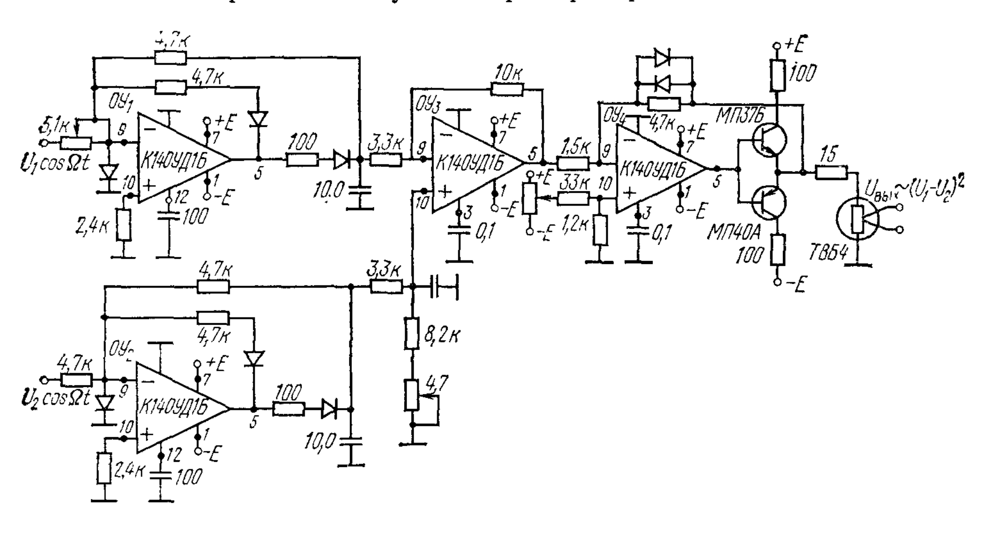


Рис. 9.11. Схема квадратора

В диапазоне входных сигналов 0,2—1 В погрешность квадратичного закона в схеме не превышает ±1%, при уменьшении напряжений до 30 мВ погрешность увеличивается до ±5%.

9.3. Усилители в измерительных устройствах

В усилительном тракте магнитометра, где детекторная цепь выполнена в виде избирательного синхронного детектора, который не подавляет шестую гармонику, цепь селекции усилителя должна обеспечить подавление составляющих сигнала шестой (120 кГц) и более высоких гармоник. Выполнить это условие можно различными способами, например, используя мостовой фильтр на ОУ или сочетание фильтра нижних частот на одном ОУ, или единичном усилителе с масштабным усилителем (см. гл. 4). Удовлетворительные результаты дает также схема масштабного усилителя, параллельно сопротивлению R_0 которого включена RC-цепь (рис. 9.12). Одно из основных требований, предъявляемых к избирательному усилителю в схеме магнито-

метра, — это линейная фазовая характеристика вблизи частоты 40 кГц. В противном случае полезная составляющая сигнала будет иметь дополнительный фазовый сдвиг при уходах частоты генератора, что приведет к уменьшению подавления квадратурной составляющей. Квадратурная составляющая — это паразитная составляющая сигнала, обусловленная действием шумов в ферромагнитных сердечниках [80]. Влияние синфазной составляющей шумов компенсируется при калибровке прибора, а квадратурная составляющая (имеющая сдвиг по фазе 90°) подавляется в синхронном детекторе в том случае, если после прохождения через избирательный усилитель разность фаз между опорным напряжением и квадратурной составляющей останется равной 90°.

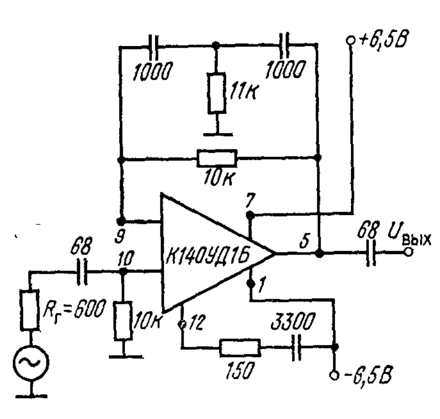


Рис. 9.12. Избирательный усилитель

Регулируемые усилители низкой частоты в системах, охваченных отрицательной обратной связью, могут быть построены с помощью перемножителя или ОТА (см. гл. 2). Тем не менее в тех случаях, когда не требуется большого диапазона регулирования и строгого постоянства входного сопротивления, удовлетворительные результаты позволяют получить обычные дифференциальные каскады, например ИС 1УТ221. На рис. 9.13 показана схема регулируемого усилителя канала управления прибора для оценки нелинейных свойств приемников (см. рис. 9.3*а*).

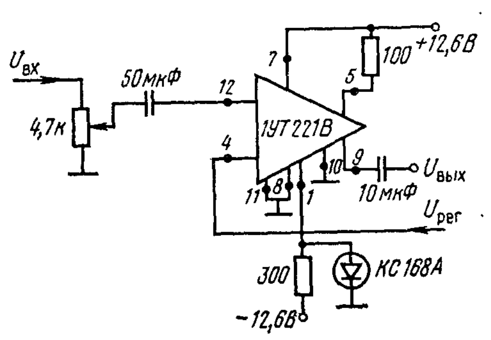


Рис. 9.13. Регулируемый усилитель на ИС 1УТ221В

Выходной ток магнитометра 5 мА, при этом нагрузкой является сопротивление 1 кОм, состоящее из сопротивления обмотки (500 Ом) и сопротивления прибора (500 Ом). Такую выходную мощность может обеспечить ОУ типа К140УД2Б. Использова-

ние ОУ на выходе ключевого синхронного детектора особенно эффективно, так как благодаря дифференциальному входу удается обойтись без трансформатора. Схема УПТ на ОУ К140УД2Б показана на рис. 9.14. Для нормальной работы описываемого магнитометра коэффициент усиления УПТ должен быть равен 230. Поскольку сопротивления нагрузки синхронного детектора равны 1 кОм, сопротивление $R_р$ УПТ должно быть равно 230 кОм. В данном случае УПТ должен сочетать в себе и функции ФНЧ с τ не менее 50 мс. Однако для устойчивой работы прибора и подавления фона лучше увеличить τ, тем более что современные конденсаторы типа КМ-6 с емкостью 2,2 мкФ достаточно малогабаритны и обладают хорошими параметрами. Применение этого конденсатора позволило получить постоянную времени 0,2 с.

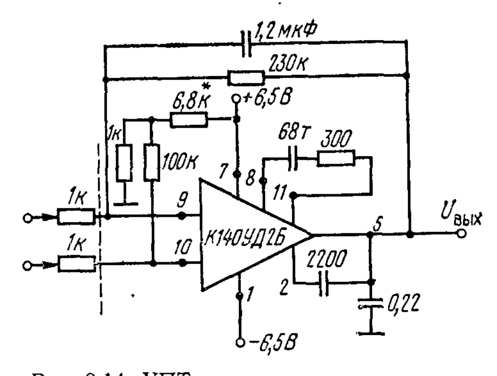


Рис. 9.14. УПТ магнитометра

При проектировании измерительных устройств в подобных случаях требуется отфильтровать переменную составляющую достаточно низких частот. Схемы с ОУ позволяют реализовать ФНЧ с частотой среза, равной сотым долям герц. На рис. 9.15 показана схема такого фильтра инфранизких частот на ОУ К140УД2 [73]. Первый каскад, являющийся интегратором, обеспечивает подавление напряжения с частотой 0,07 Гц в 20 раз. Второй каскад — повторитель напряжения — необходим для согласования фильтра с нагрузкой. Глубокая отрицательная обратная связь обеспечивает точность коэффициента передачи по постоянному току не хуже ±1% и изменение его не более 0,5% на 10° С.

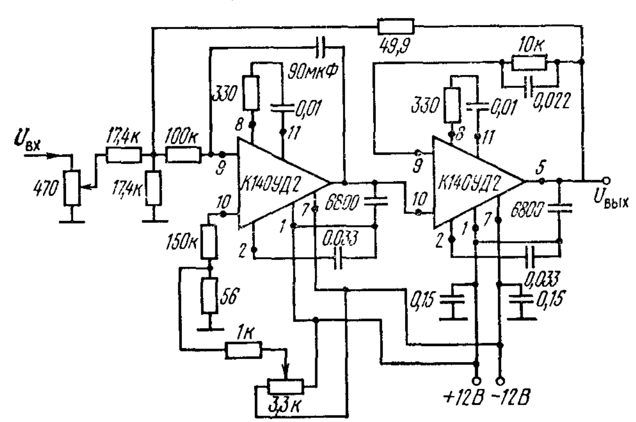


Рис. 9.15. Фильтр инфранизких частот

Применение ОУ с полевыми транзисторами на входе может обеспечить уменьшение емкостей конденсаторов. В тех случаях, когда требуется пропустить или подавить напряжение определенной частоты, лучшие результаты дает применение фильтров инфранизких частот мостового типа (см. гл. 4). Если не требуется иметь большой выходной ток и подавлять составляющие инфранизких частот, то хорошие результаты дает построение УПТ на ОУ К140УД1, что и использовано в приборе для оценки нелинейных свойств приемников на выходе синхронного детектора (рис. 9.16). Дифференциальный вход ОУ хорошо сочетается с дифференциальным выходом перемножителя К140МА1. Необходимые частотные свойства достигаются включением

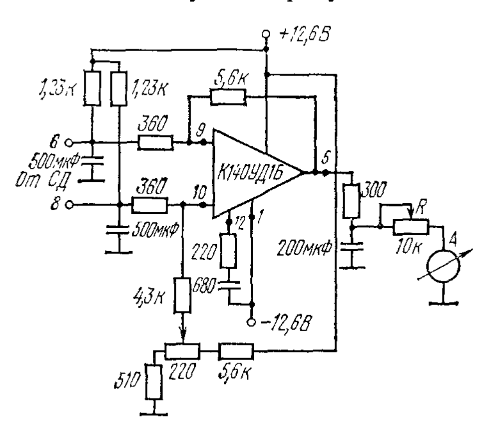


Рис. 9.16. УПТ на выходе синхронного детектора

RC-цепей на входе и выходе УПТ. Усилитель нагружен на микроамперметр М-265М с зеркальной шкалой. Резистор R служит для установки нуля микроамперметра.

Устройство, схема которого приведена на рис. 9.17, является сумматором большого количества сигналов (см. рис. 9.2). В устройстве для интегрального контроля радиоприемников необходимо вычесть из полного выходного сигнала полезные составляющие. Для этого они отфильтровываются полосовыми фильтрами и складываются на инвертирующем входе сумматора. Учитывая, что используемые полосовые фильтры инвертируют сигнал, на

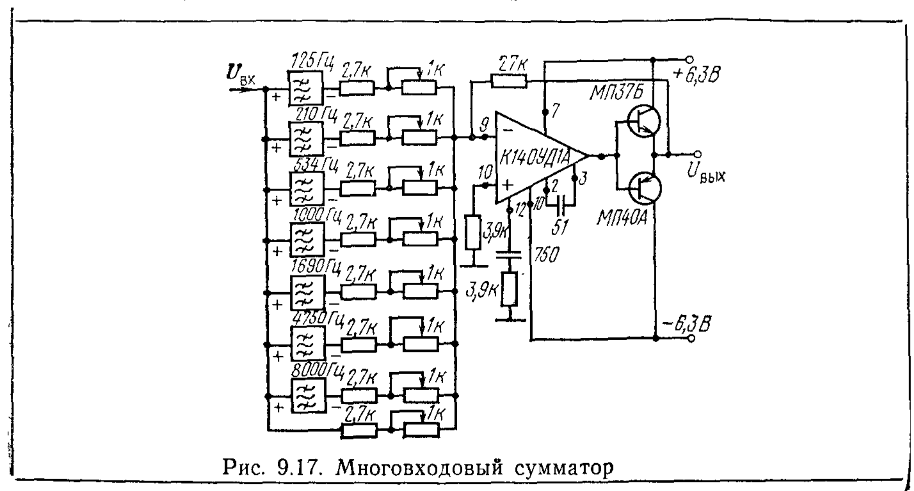


Рис. 9.17. Многовходовый сумматор

этот же вход сумматора может быть подан и полный выходной сигнал, тогда на выходе сумматора не будет составляющих полезных сигналов. В этой схеме используется свойство сумматора исключать влияние одной суммируемой цепи на другую, что позволяет индивидуально регулировать коэффициенты передачи фильтров.

9.4. Компараторы

Как указывалось в § 9.1, основным узлом систем контроля и перехода на резерв является компаратор. Структурные схемы компараторов приведены в гл. 2. Ниже на рис. 9.18 показана

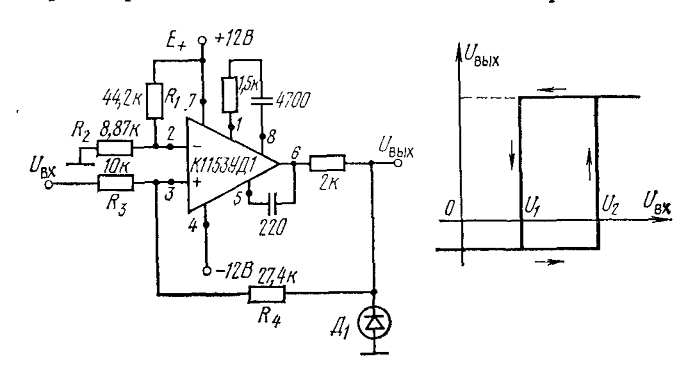


Рис. 9.18. Компаратор с гистерезисом и его характеристика

принципиальная схема компаратора с гистерезисом на ОУ К1УТ531 и его характеристика. В [74] показано, что напряжения U_1 и U_2, определяющие ширину петли гистерезиса, могут быть установлены выбором резисторов R_1, R_2, R_3 и R_4 в соответствии с уравнениями:

$$U_1 = \frac{R_2 (R_3 + R_4)}{R_4 (R_1 + R_2)} E_+ - \frac{R_3}{R_4} U_{вых+}, \tag{9.1}$$

$$U_2 = \frac{R_2 (R_3 + R_4)}{R_4 (R_1 + R_2)} E_+ - \frac{R_3}{R_4} U_{вых-}, \tag{9.2}$$

где $U_{вых+}$ и $U_{вых-}$ — обусловлены стабилитроном $Д_1$. Обычно задаются сопротивлением R_3, затем из соотношения

$$R_4 = \frac{R_3 (U_{вых+} - U_{вых-})}{U_2 - U_1} \tag{9.3}$$

находят R_4 и из (9.1) и (9.2) — R_1 и R_2.

Для устройства, схема которого приведена на рис. 9.18, $U_1 = 0{,}5$ В, $U_2 = 3$ В.

В некоторых случаях, когда требуется раздельное регулирование положительного и отрицательного порогов срабатывания («уставки»), используются два ОУ, как это сделано в системе резервирования магнитометров (рис. 9.19). В этой схеме напряжение —25 мВ для $ОУ_1$ и +25 мВ для $ОУ_2$.

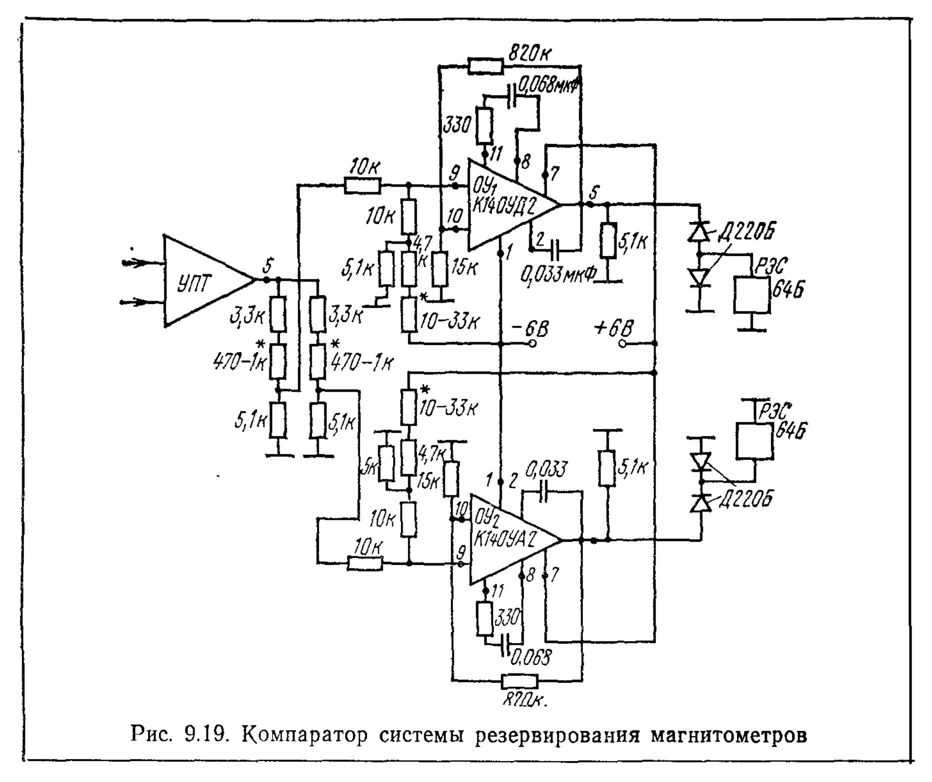


Рис. 9.19. Компаратор системы резервирования магнитометров

Выходами компаратора является реле РЭС 64Б или вход ИС 2ЛБ172.

Напомним, что хорошие результаты по чувствительности, времени срабатывания и амплитуде выходного сигнала имеют специальные схемы компараторов, например 521СА1 (см. гл. 1).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Каждая техническая революция кроме очевидных преимуществ, о которых пишут и говорят, приносит и трудности, многие из которых становятся явными по мере освоения новой техники.

Так было при появлении электронных ламп, когда потребовалось создавать мощные выпрямители с малым уровнем пульсаций, находить специальные приемы конструирования, исключающие генерацию, бороться с обратной связью по цепям питания.

Так было при внедрении транзисторов, когда появились проблемы температурной стабилизации, исключения влияния больших разбросов параметров, сохранения устойчивости при больших значениях обратной проводимости.

Так и при переходе на интегральные схемы можно отметить трудности и проблемы, с которыми сталкиваются разработчики радиоаппаратуры:

Необходимость установки цепей компенсации смешения и частотной коррекции, что снижает конструктивные и технологические преимущества применения ИС. Кроме этого, они могут влиять на шумовые и частотные свойства функционального узла.

Увеличение потребления электроэнергии. БИС имеет, как правило, большее число активных элементов, чем аналогичная схема на дискретных компонентах. В устройствах с автономными источниками питания этот фактор может иметь большое значение.

В некоторых случаях из-за температурных условий внутри ИС не удается получить ожидаемых значений надежности.

Значения шумовых параметров ИС во многих случаях уступают значениям параметров схем на дискретных компонентах.

Трудно обеспечить устойчивость устройств, в которых все активные элементы сосредоточены в БИС с большим усилением и большим числом выводов.

Предъявляются особые требования к источнику питания. Во многих случаях он должен быть двуполярным.

Возможны нарушения герметичности при четком соблюдении технологической дисциплины монтажа ИС, причем последствия нарушения герметичности могут проявляться не сразу, а значительно позднее.

Указанные трудности постепенно преодолеваются. С появлением каждой новой ИС все очевиднее становятся преимущества применения ИС: уменьшение габаритов аппаратуры; сокращение номенклатуры активных элементов за счет использования универсальных ИС; сокращение сроков проектирования; уменьшение взаимного влияния функциональных узлов; снижение уровня помех за счет сокращения количества трансформаторов, LC-фильтров и уменьшения длины проводников; уменьшение стоимости оборудования; улучшение ремонтопригодности; расширение технологических возможностей оборудования; появление новых возможностей улучшения внешнего вида аппаратуры и эргономических показателей.

Но главное преимущество применения ИС состоит в улучшении технических характеристик изделий.

Современные аналоговые ИС отличает точная симметричность дифференциальных каскадов, что позволяет создавать устройства с большим подавлением синфазных помех, а идентичность четырех транзисторов в перемножителе позволяет получать высокоточные схемы функционального преобразования.

Большие значения коэффициента усиления обеспечивают построение устройств с глубокой сквозной отрицательной обратной связью, отличающихся высокой стабильностью. Возможность введения глубокой отрицательной обратной связи, кроме того, позволяет проектировать функциональные узлы, свойства которых не зависят от ИС, что способствует созданию устройств с идентичными параметрами.

Современные аналоговые БИС имеют все достоинства универсальных ИС и, кроме того, позволяют конструировать функцио-

нальные блоки (модули), которые изменили в последнее время принципы проектирования бытовой радиоаппаратуры.

Подчеркнутые здесь достоинства ИС особенно ярко проявились в высококачественных усилителях студийного оборудования (см. § 5.1 и 5.2), в проектировании смесителей, высокостабильных гетеродинов радиоприемных устройств, в улучшении свойств керамических фильтров (см. § 6.2), в высокоточных устройствах телевизионных разверток (см. § 7.2), при построении БИС для цветных телевизоров (см. § 7.3), создании идентичных входных каскадов стереоусилителей (см. § 8.2), построении сложных и точных измерительных устройств (см. гл. 9).

Несколько слов о принципах конструирования радиоаппаратуры на аналоговых ИС. С появлением ИС изменился принцип расчета функциональных узлов. Теперь нет необходимости в поэлементном расчете схемы. Выбирается ИС и строится структурная схема функционального узла. Затем, если необходимо, рассчитываются значения внешних элементов.

Постепенно изменяется конструкция устройств радиосвязи. Все большее их число переходит на модульную систему, что позволяет повысить эффективность производства, особенно в случае массового выпуска.

Особенности ИС приводят к изменению в конструировании и самих модулей (функциональных блоков), связанному с необходимостью обеспечения устойчивости, опасностью нарушения герметичности, чувствительностью ИС к статическому электричеству. Все чаще применяются многослойные печатные платы. Во многих случаях модули выполняются в виде гибридных ИС, основу которых составляют полупроводниковые БИС.

Следует отметить еще одно немаловажное обстоятельство. До недавнего времени существовало четкое разделение в проектировании радиоаппаратуры. Предприятия электронной техники проектировали и изготовляли компоненты, а предприятия радиопромышленности проектировали и изготовляли устройства. Однако появление БИС нарушило это разделение. В некоторых случаях вся электронная часть устройства сосредоточена в одной или двух БИС.

В ближайшее время может быть создана БИС радиовещательного приемника, в которой до готового приемника будет не хватать только громкоговорителя и корпуса.

Возникает вопрос, кто должен проектировать такие полупроводниковые БИС. Специалисты институтов электронной промышленности? Но они не имеют опыта в проектировании устройств и не связаны с пердприятиями, выпускающими их. Специалисты институтов радиопромышленности? Но они не располагают технологическим оборудованием и соответствующим опытом.

Практика проектирования радиоаппаратуры на аналоговых ИС подсказывает одно из возможных решений этого противоречия.

Предприятия электронной промышленности создают совершенные полупроводниковые универсальные ИС, в том числе в бескор-

пусном исполнении, предназначенные для устройств с автономным питанием и малошумящих.

Предприятия радиопромышленности, используя эти ИС, проектируют новые, оригинальные схемы будущих БИС.

Эти схемы, состоящие из базовых кристаллов полупроводниковых ИС, могут быть выполнены специалистами электронной техники в виде полупроводниковых БИС.

Если необходимо, то непосредственно на основе БИС или предварительно разработав гибридную ИС, добавив к БИС необходимые внешние элементы, институты и КБ радиопромышленности создают функциональные блоки и выпускают их серийно на специализированных предприятиях.

Несмотря на бурное развитие цифровых устройств, не сокращается, а все время расширяется выпуск аналоговых ИС. Улучшаются их параметры и эксплуатационные возможности. Несомненно, что новые достижения в области радиотехники будут в большой степени обусловлены применением совершенных аналоговых интегральных схем.

Список литературы

1. **Основы** применения интегральных схем/Под ред. В. А. Батушева. Л.: изд-ние ВКАС, 1972.
2. **ГОСТ 18682—73.** Микросхемы интегральные. Классификация и система условных обозначений.
3. **Проектирование** и применение операционных усилителей. М.: Мир, 1974.
4. **Алексеенко А. Г., Шило В. Л.** Основные параметры и эквивалентные схемы интегральных операционных усилителей. — В кн.: Микроэлектроника. М.: Сов. радио, 1972.
5. **Головинов В. М., Данилов В. С.** Применение операционного усилителя с полевыми транзисторами на входе К284УД11 (МГ-11). — В кн.: Интегральные схемы. Вып. 6. Новосибирск: Наука, 1974.
6. **Witteinger.** Applications of the CA3080 and CA3080A high-perfornance operational transconductance amplifiers. — Solid Stats Europe. Databook Series SSD-202, 1972, p. 233—248.
7. **Тотменин В. Ф., Семенова Т. П.** Универсальные аналоговые ключи на полевых транзисторах. — В кн.: Интегральные схемы. Вып. 7. Новосибирск: 1975.
8. **Волков В. М., Попов В. П., Степаненко В. К.** Микроминиатюрные усилители. Киев: Технiка, 1973.
9. **Шапиро Д. Н.** Основы теории и расчета усилителей высокой частоты на транзисторах. М.: Связьиздат, 1962.
10. **Гребен А. Б.** Проектирование аналоговых интегральных схем. М.: Энергия, 1976.
11. **Справочник** по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам/Под ред. Н. Н. Горюнова. М.: Энергия, 1976.
12. **Алексенко А. Г.** Основы микросхемотехники. М.: Сов. радио, 1971.
13. **Волков В. А.** Аналоговые устройства современной радиоэлектроники. М.: Знание, 1972.
14. **Банк М. У.** Вольт-амперные характеристики германиевых диодов. — Вопросы радиоэлектроники. Серия ТРПА. 1964, вып. 3, с. 27—33.
15. **Момот Е. Г.** Проблемы и техника синхронного радиоприема. М.: Связьиздат, 1961.
16. **Крылова М. Н., Чеблаков И. В.** Критерии качества операционных усилителей. — Труды ВНИИЭП. 1973, № 17, с. 62—70.

17. **Гайтон Р.** Переключение коэффициента усиления операционного усилителя без разбалансировки. — Электроника, 1969, № 5, с. 94—95.
18. **Чойс Л.** Компенсация напряжения сдвига нуля путем последовательного соединения операционных усилителей. — Электроника. 1973, № 7, с. 92.
19. **Йеджерт Р. С., Хеллоурт Г. А.** Динамический метод компенсации напряжения сдвига нулевого уровня в операционных усилителях. — Электроника, 1972. № 25, с. 34—36.
20. **Пирс Р. Д.** Преобразование однополярного напряжения в симметричное двуполярное при помощи операционного усилителя. — Электроника, 1971, № 5, с. 48.
21. **Экхарт Р.** Стабилизированный источник питания операционных усилителей.— Электроника, 1974, № 20, с. 54—55.
22. **Спенсер Р.** Недорогой источник питания с нулевыми пульсациями. — Электроника, 1973, № 23, с. 62.
23. **Фонтен Г., Ребуль Г.** Получение постоянной полосы пропускания усилителя при помощи согласованной пары полевых транзисторов. — Электроника. 1970, № 11, с. 93.
24. **Достал И.** Улучшение характеристик операционного усилителя типа 709. — Электроника, 1973, № 22, с. 115—116.
25. **Algringer M.** Frequenzkompensierter Operationsverstärker MA 709 mit hoher.— Radio Fernsehen Electronik, 1973, N 24, S. 804—806.
26. **Синтез** активных *RC*-цепей/Под ред. А. А. Ланнэ. М.: Связь, 1975.
27. **Хьюлсман Л. П.** Активные фильтры. М.: Мир, 1972.
28. **Знаменский А. Е., Теплюк И. Н.** Активные *RC*-фильтры М.: Связь, 1970.
29. **Хьюлсман Л. П.** Теория и расчет активных *RC*-цепей. М.: Связь, 1973.
30. **Ханзел Г.** Справочник по расчету фильтров. М.: Сов. радио, 1974.
31. **Маклюков М. И.** Инженерный синтез активных *RC*-фильтров низких и инфракрасных частот. М.: Энергия, 1971.
32. **Muir Robinson.** Design of active RC filters using operational amplifiers — Systems Technology, 1968, April, N 4, p. 18—30.
33. **Артюзи М.** Перестраиваемый активный фильтр с регулируемой добротностью. — Электроника, 1972, № 3, с. 50—51.
34. **Андреев Ю. А., Кобак В. О.** Двойные Т-мосты. Л.: Судпромгиз, 1964.
35. **Марше Ж.** Операционные усилители и их применение. Л.: Энергия, 1974.
36. **Мелен Р.** Перестраиваемый активный фильтр с постоянной добротностью.— Электроника, 1971, № 15, с. 55—56.
37. **Джорджиу Д.** Линейная перестройка средней частоты фильтра управляющим напряжением. — Электроника, 1972, № 23, с. 68—69.
38. **Масленников В. В., Сироткин А. П.** Частотный диапазон селективных *RC*-цепей на основе интегральных операционных усилителей. — В кн.: Полупроводниковые приборы в технике электросвязи/Под ред. И. Ф. Николаевского. Вып. 16. М.: Связь, 1975, с. 69—81.
39. **Гелль П. П., Лундин В. З.** Шумовые свойства активных *RC*-цепей на интегральных операционных усилителях. — В кн.: Полупроводниковые приборы в технике электросвязи/Под ред. И. Ф. Николаевского. Вып. 16. М.: Связь, 1975, с. 12—23.
40. **Оптрон** с фоторезистором как фильтр низких и инфранизких частот/Адирович Э. И., Вишневецкий А. Г., Карагеоргий-Алкалаев П. М. и др. — В кн.: Микроэлектроника. М.: 1973, вып. 2, с. 121—127.
41. **Делагрейндж А. Д.** Использование полевых транзисторов для перестройки активного фильтра. — Электроника, 1970, № 25, с. 31.
42. **Рассмотрение** вопросов создания современных устройств информационных сигналов возбудителей передатчиков. — В деп. рук.: Отчет № 2244587 ВИМИ. Г11763, 1974, РТ 22.1214, с. 136—160.
43. **Устинова Л. Б., Кууск Р. А.** Исследование и разработка схем интегральных операционных усилителей для высококачественной студийной аппаратуры. — Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРПА. 1973. вып. 2, с. 8—20.
44. **Кууск Р. А., Устинова Л. Б.** Усилители звукового тракта для студийного оборудования III поколения. — Техника средств связи. Сер. ТРПА, 1977, вып. 2, с. 59—71.
45. **Кокс И. Р.** Устранение нелинейных искажений операционного усилителя при помощи усилителя мощности. — Электроника, 1971, № 7, с. 54.

46. **Яхнина М. С.** Автоматическое резервирование вещательных трактов. — Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРПА. 1973, вып. 2, с. 21—30.
47. **Франко С.** Исключение влияния объемного сопротивления диода с помощью операционного усилителя. — Электроника, 1969, № 2, с. 26.
48. **Корноухов П. В.** Корректирующие цепи усилителей звуковой частоты. Киев: Техніка, 1965.
49. **Ий П. К.** Ограничение в усилителе с помощью обратной связи. — Электроника, 1970, № 20, с. 31.
50. **Лэтем Г. Р.** Регулировка баланса больших звуковых систем с помощью операционного усилителя. — Электроника, 1970, № 25, с. 29—30
51. **Подольский А. Г.** Автомобильный радиоприемник на интегральных схемах. — Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРПА. 1971, вып. 2, с. 40—47.
52. **Калихман С. Г., Левин Я. М.** Основы теории и расчета радиовещательных приемников на полупроводниковых приборах. М.: Связь 1969.
53. **Шапиро Д. Н.** Каскады радиоприемников на микросхемах. Л.: изд-ние ЛЭИС, 1972.
54. **А. с. № 290402 (СССР).** Транзисторный усилитель/Банк М. У.
55. **Игнатов А. Н.** Некоторые возможности применения интегральных схем на полевых транзисторах в технике связи. — Обзоры по электронной технике. Сер. Полупроводниковые приборы. Вып. 11 (165). М.: ЦНИИ «Электроника», 1973.
56. **Гребен А. Б., Камензинд Г. Р.** Частотно-избирательные интегральные схемы, использующие системы фазовой автоподстройки частоты. — Зарубежная радиоэлектроника, 1970, № 7, с. 108—123.
57. **Банк М. У.** Электрические и акустические параметры радиоприемных устройств. М.: Связь, 1974.
58. **Богатырев Е. А., Малюков В. И., Силаев В. А.** Универсальная схема, использующая систему ФАП для интегрального исполнения. — К кн.: Интегральные схемы. Вып. 2. Новосибирск: Наука, 1972, с. 37.
59. **Классификация** и особенности линейных интегральных схем. — Транзисута гидзюцу, июль 1973, с. 82—93.
60. **Рысин А. Я.** Применение интегральных операционных усилителей в телевизионных и индикаторных устройствах. — Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТТ, вып. 3, 1974, с. 88—97.
61. **Китаев С. И., Уваров Н. Е.** Аналоговые интегральные микросхемы в генераторах телевизионных разверток. — Электросвязь, № 8, 1974, с. 41—45.
62. **Интегральные** схемы фирмы «Philips» для бытовой радиоэлектронной аппаратуры. — Радиоэлектроника за рубежом. — Инф. бюл. НИИЭИР. Вып. 9 (773). М.: 1975, с. 29—33.
63. **Кононович Л. М.** Системы и аппаратура квадрафонического звучания. — Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРПА. Вып. 1, 1972, с. 117—127.
64. **Аполлонова Л. П., Шумова Н. К.** Четырехканальная стереофоническая пластинка — Радио, 1976, № 1, с. 31—35.
65. **Hevimann W.** SQ-Quadrofoniesystem. — Funkschau. 1974, N 4, s 129—132.
66. **Сирота Б. И.** Электропроигрывающие устройства сегодня и завтра. Радио, 1977, № 7, с. 27.
67. **La table** de lecture Dual-701. — Revue du Son, N 294, 1974—1, p. 44—50.
68. **Афанасьев Ю. В.** Феррозонды. Л.: Энергия, 1969.
69. **Рейнганд М. Л., Сонькин Н. Ш.** Феррозондовый магнитометр на интегральных схемах. — Тезисы докладов IX сессии семинара по проблемам построения и использования магнитометрической аппаратуры. Л.: Недра, 1973, с. 18.
70. **Шило В. Л.** Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре. М : Сов. радио, 1974.
71. **Молиньюкс Л.** Использование диодов для повышения стабильности синусоидального генератора на операционном усилителе. — Электроника, 1969, № 7, с. 97.
72. **Macli M.** Генератор синусоидальных колебаний на полевом транзисторе на частоту 1460 Гц. — Electrical Design News, v. 18, N 11, 1973.
73. **Рейнганд М. Л., Сонькин Н. Ш.** Фильтр инфранизких частот. Инф. листок № 75-0438. М.: ВИМИ, 1975.
74. **Кук В. А.** Упрощенный расчет гистерезисных схем. — Электроника, 1969, № 23, с. 37.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Стр.

МИХАИЛ УРОВИЧ БАНК

Аналоговые интегральные схемы в радиоаппаратуре

Редактор *А. А. Цитленко*

Художник *Р. А. Клочков*

Технический редактор *Л. К. Грачева*

Корректор *Н. В. Козлова*

ИБ № 721

Сдано в набор 22.08.80 г. Подп. в печ. 31.10.80 г.

Т-14894 Формат 60×90$^1/_{16}$ Бумага тип. № 2 Гарнитура литературная

Печать высокая Усл. печ. л. 8,5 Уч.-изд. л. 9,25 Тираж 27 000 экз.

Изд. № 18794 Зак. № 159 Цена 45 к.

Издательство «Радио и связь». Москва 101000. Чистопрудный бульвар, д. 2

Типография издательства «Радио и связь» Госкомиздата СССР
Москва 101000, ул. Кирова, д. 40

45 к.

ИЗДАТЕЛЬСТВО «РАДИО И СВЯЗЬ»